

THÈSES

présentées

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR INGÉNIEUR

PAR

Charles-Henri CONTE

INGÉNIEUR E. N. S. E. G.

PREMIÈRE THÈSE

**Etude et réalisation
d'une alimentation continue de 6 kW
stabilisée et programmée en courant**

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 18 Mars 1965, devant la Commission d'Examen.

MM. Ch. EYRAUD

Président

L. EYRAUD

C. GUILLAUD

M. RICHARD

} Examinateurs

LYON

Imprimerie BOSC Frères
42, quai Gailleton, 42

1965

THÈSES

présentées

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR INGÉNIEUR

PAR

Charles-Henri CONTE

INGÉNIEUR E. N. S. E. G.

PREMIÈRE THÈSE

Etude et réalisation d'une alimentation continue de 6 kW stabilisée et programmée en courant

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 18 Mars 1965, devant la Commission d'Examen.

MM. Ch. EYRAUD Président

L. EYRAUD
C. GUILLAUD
M. RICHARD } Examineurs

LYON

Imprimerie BOSC Frères
42, quai Gailleton, 42

1965



UNIVERSITE DE LYON

FACULTE DES SCIENCES

Doyens honoraires

MM. LONGCHAMBON, DOUIN, MOUSSA, GAUTHIER Henri.

Professeurs honoraires

MM. LOCQUIN, de LARAMBERGUE, SOLLAUD, MENTZER, MOUSSA, JAFFARD, DOUIN, EYRAUD Henri, DEJARDIN, VIRET.

Doyen

M. BRACONNIER

Assesseurs

MM. MESNARD

BOIDIN

Professeurs

MM. LONGCHAMBON	Minéralogie
PRETTRE	Chimie Industrielle
COURTY	Chimie-Physique
KUHNER	Botanique
MALECOT	Mécanique rationnelle et appliquée
PARIS	Chimie minérale
AUMERAS	Chimie générale II
COLONGE	Chimie organique
JANIN	Physique générale
FLANDRIN	Géologie appliquée
BERNARD	Physique industrielle
DUFAY Jean	Astronomie
NIGON	Zoologie expérimentale
GAUTHIER Henri	Géologie générale
WAUTIER	Zoologie

CHOPIN	Chimie biologique
CUEILLERON	Chimie
BRACONNIER	Calcul différentiel et intégral
EYRAUD Charles	Chimie-Physique appliquée
SARAZIN	Physique nucléaire
BOLDIN	Microbiologie et Mycologie
PERES	Physiologie
MESNARD	Electronique
GRANDMONTAGNE	Physique
BOUTILLIER	Minéralogie
LAFOUCRIERE	Physique nucléaire théorique
DREUX	Chimie organique
TEICHER	Chimie industrielle
PAVANS DE CECCATTY	Zoologie
MERLIN	Chimie analytique
DUFAY Maurice	Physique de l'Atmosphère
LUBET	Physiologie
PHILBERT	Physique nucléaire
COHEN - ADAD	Chimie
DAVID Louis	Géologie générale
CHANEL	Psychophysiologie
MAURY	Méthodes mathématiques de la Physique
DEPRAZ	Physique nucléaire
GAUTHIER Jean	Chimie
GAUME	Physique expérimentale

Professeurs sans chaire

MM. FERON	Mathématiques
LAFORGUE	Physique
LEGAY	Zoologie expérimentale S.P.C.N.
UZAN	Physique S.P.C.N.
CHENEVOY	Géologie appliquée
GINET	Zoologie
ASCH	Physique
MICHEL Pierre	Minéralogie

	DUCET	Biologie végétale
Mle.	MAITROT	Physique
	GEVIN	Géologie générale
	PONASSE	Mathématiques
	d'INCAN	Physique
	LEFEBVRE	Mathématiques
	PERNET	Mathématiques
	CHERY	Physique
	BERGEON	Physique C.S.U.
Mle.	GAUTHERON	Chimie biologique

Maîtres de Conférences

Mme.	ERICSON	Physique générale
MM.	MARTEL	Mécanique
	MATHIEU	Mécanique des fluides
	ERBEIA	Physique
	DESCOTES	Chimie organique
	PICARD Philippe	Mathématiques
	LEMOIGNE	Botanique
	DEMARCO	Géologie générale
	MICHEL Georges	Biochimie
	LEBRETON	Biologie végétale
	DAVID Jean	Biologie animale
	TOUSSET	Chimie propédeutique
	FEUVRAIS	Physique Electricité
	PICARD Claude	Mathématiques
	SCHMITT	Physique M.P.C.
	LAURENT	Chimie organique
	ROT	Mathématiques
	BETHOUX	Mathématiques T.M.P.
Mle.	CALAIS	Mathématiques C.S.U.
	GUSAKOW	Physique
Mle.	THOMAS	Chimie minérale.

M. PIERON

M. BURNET

M. ROUX

Maître de Conférences adjoint : Chimie

Conseiller Administratif

Secrétaire Principal Honoraire.

L'étude que nous présentons a été réalisée dans les Laboratoires du Département de Physique de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon.

Monsieur le Professeur L. EYRAUD a dirigé notre travail avec bienveillance, et nous a fourni de précieux conseils : nous tenons à lui témoigner notre profonde reconnaissance.

Nous exprimons notre gratitude à Monsieur RICHARD, Maître de Conférences à l'INSA qui, tout au long de notre étude, nous a fait bénéficier de son expérience, nous guidant par de multiples suggestions.

Monsieur le Professeur Ch. EYRAUD nous a fait l'honneur d'accepter la présidence de notre Jury et nous l'en remercions très sincèrement.

Nous adressons nos vifs remerciements à Monsieur GUILLAUD, Maître de Conférences à l'INSA, qui a bien voulu examiner notre travail et participer à notre Jury.

Nous sommes également heureux de pouvoir remercier nos collègues de Laboratoire qui, par leur serviabilité et leur compétence, nous furent un continuel soutien.



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41553428_0016

INTRODUCTION

L'industrie et les laboratoires de recherche utilisent fréquemment des alimentations de courant continu de moyenne puissance (une application typique est l'alimentation d'électro-aimants).

La source d'énergie étant le plus souvent un secteur à tension alternative pseudo constante, les dispositifs employés jusqu'à ces dernières années comportaient soit des redresseurs associés à des amplificateurs magnétiques de stabilisation, soit des thyatron à gaz. Dans tous les cas, l'ondulation résiduelle était réduite par un filtrage.

L'apparition et le développement des semi-conducteurs a profondément transformé la technologie des alimentations basse tension, dans lesquelles le transistor série est devenu le régulateur type.

Dans le domaine des moyennes tensions (de 100 à 500 volts), les réalisations sont plus rares : des problèmes nouveaux se présentent, tels que la dissipation de puissance et la tension maximale admises par les transistors. On trouve actuellement sur le marché des ensembles de puissance et tension moyennes présentant d'excellentes stabilités. La plupart de ces alimentations sont prévues pour fonctionner à débit constant. Peu se prêtent à une programmation rationnelle, c'est-à-dire à l'obtention, sans intervention extérieure et dans de bonnes conditions de rendement, d'une loi quelconque de variation dans le temps.

.../

L'objet de la présente étude est la réalisation d'une alimentation polyvalente, de stabilité moyenne, aisément programmable sans intervention manuelle. La conception de ce dispositif a été dominée par trois objectifs : bon rendement à toutes charges, faible encombrement, prix de revient réduit.

Les caractéristiques arrêtées sont les suivantes :

- Puissance environ 6 kW
- Courant maximal 20 Ampères
(d'où une tension maximale d'environ 300 volts)
- Stabilité de l'ordre de 10^{-3}



CHAPITRE I

E T U D E T H E O R I Q U E

I. SCHEMA-BLOC de PRINCIPE

Une alimentation de courant absorbe de l'énergie à un secteur alternatif de tension pseudo constante, et fournit un courant continu régulé : elle peut être décomposée en deux blocs fonctionnels :

- le redresseur : il transmet, sous tension continue V_C , l'énergie fournie par le secteur sous tension alternative V_{eff} . Les variations éventuelles de V_{eff} se répercutent sur V_C .
- le régulateur : son rôle est double
 - . maintenir le courant constant, c'est la stabilisation.
 - . fixer la valeur de ce courant en fonction du niveau de consigne, c'est la programmation.

Il est constitué de transistors de puissance montés en série dans le circuit de puissance. Cet ensemble, appelé ballast, impose la valeur I_C du courant qui le traverse. Soit V_b la tension à ses bornes : la relation liant V_C , V_b , I_C et l'impédance de charge Z est

$$V_C = V_b + Z I_C$$

A courant constant, V_b est donc fonction de V_C et de Z . Il en est de même de la dissipation de puissance $V_b I_C$ dans le ballast. En particulier, si la programmation conduit à fixer I_C à une valeur faible, telle que $Z I_C$ soit petit devant V_C , la dissipation dans le ballast $V_b I_C = (V_C - Z I_C) I_C$ devient voisine de $V_C I_C$, c'est-à-dire de la puissance totale de l'alimentation.

.../

Un tel fonctionnement présente trois inconvénients majeurs :

- le rendement est déplorable aux faibles charges
- étant donné la très forte dissipation dans le ballast, celui-ci doit être constitué de nombreux transistors de puissance placés en parallèle, dont le refroidissement nécessite d'imposants radiateurs.
- la tension V_b peut devenir voisine de la tension V_c qui, dans certains cas, peut être élevée. Les transistors ballast doivent donc admettre une forte tension collecteur-émetteur. De tels transistors existent, mais sont extrêmement coûteux à l'heure actuelle.

Ces trois remarques montrent la nécessité d'une adaptation de la tension V_c en fonction du courant débité et de l'impédance de charge. Le dispositif réalisant cette adaptation constitue la "prérégulation".

-:-

Le schéma de principe de la chaîne de puissance se présente donc sous la forme donnée fig. I.

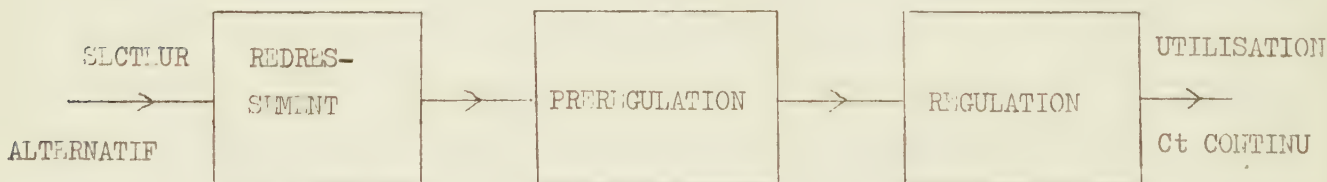


Fig. I

Les deux premiers blocs de ce schéma constituent un ensemble qui fournit une tension continue variable lorsqu'il est alimenté par un secteur alternatif de tension constante.

.../

Cette fonction peut être assurée par un redresseur contrôlé au silicium.

Rappelons qu'un tel élément se comporte comme une diode dont la conduction dans le sens direct est conditionnelle:

- en l'absence de signal sur une électrode de commande, dite porte, la diode est bloquée
- l'application d'un signal sur la porte rend la diode conductrice ; une fois l'amorçage ainsi effectué, le redresseur contrôlé reste en état de conduction jusqu'à ce que le courant qui le traverse s'annule de lui-même, ou que la tension à ses bornes s'inverse.

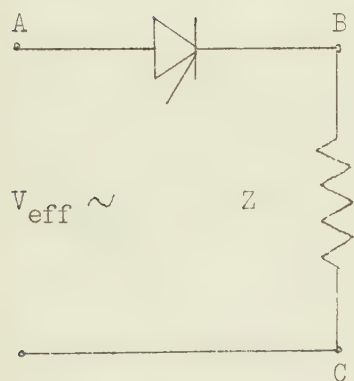


Fig. 2

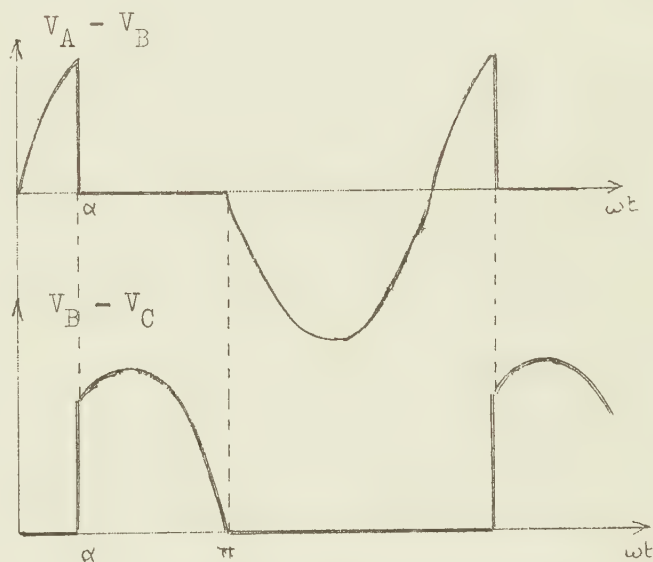


Fig. 3

La figure 2 représente un redresseur contrôlé au silicium monté en série avec une charge Z , l'ensemble étant soumis à une tension alternative $v = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \omega t$. La phase selon laquelle le redresseur est amorcé peut être repérée par un angle α , que nous appellerons "angle d'amorçage". Cet angle est compté par rapport au passage à zéro de la tension d'alimentation, l'anode du redresseur devenant positive. Pour un angle d'amorçage α , les tensions aux bornes du redresseur, $(V_A - V_B)$, et de la charge, $(V_B - V_C)$,

.../

varient dans le temps comme il est indiqué fig. 3. La tension aux bornes de la charge a pour valeur moyenne :

$$V_0 = \frac{\sqrt{2} V_{eff}}{2 \pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t$$

En intercalant un filtre entre le redresseur contrôlé et la charge, il est donc possible d'obtenir aux bornes de celle-ci une tension continue réglable de 0 à 1.

$$V_{0 \text{ max}} = \frac{\sqrt{2} V_{eff}}{2 \pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} V_{eff}}{\pi}$$

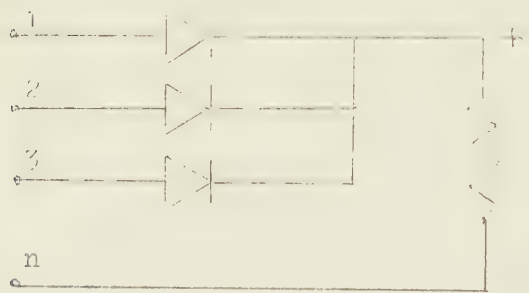
par action sur l'angle d'ouverture.

I. ETUDE DU REDRESSEMENT TRIPHASE

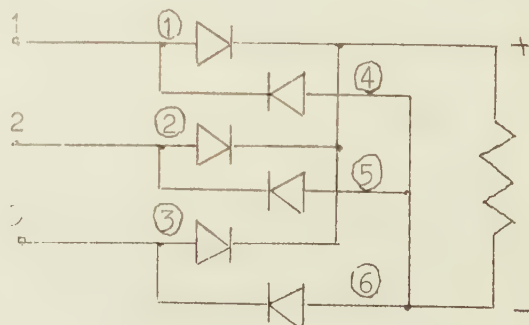
Compte tenu de la puissance désirée, soit 6 kW, et du rendement de l'appareillage, le courant absorbé à un secteur d'alimentation monophasé 220 Volts serait d'environ 30 Ampères. Le déséquilibre du réseau local triphasé d'un laboratoire, qu'entraîne une telle charge monophasée, est bien souvent inacceptable. C'est pourquoi, il est préférable d'utiliser le secteur triphasé comme source d'énergie.

A - Choix du montage redresseur

Deux montages permettent de redresser un système de tensions triphasées : le montage polyanodique et le montage en pont triphasé, dit "Pont de Graetz".



a - Montage polyanodique



b - Pont de Graetz

La figure 4 représente ces deux montages réalisés avec des diodes classiques. Elle met en évidence deux points :

- le montage polyanodique ne nécessite que trois diodes, alors qu'il en faut six dans le montage triphasé.
- il n'est pas nécessaire, dans le montage en pont, que le neutre du système triphasé soit accessible.

C'est essentiellement l'étude du redressement, dans ces deux dispositions, qui met en évidence la supériorité du schéma en pont.

1. Redressement polyanodique (fig. 4 a)

Les trois cathodes sont portées à un potentiel commun, celui de la borne positive du montage redresseur. Si l'on néglige la chute de tension aux bornes des diodes en conduction, (de l'ordre du volt, pour une diode au silicium), ce potentiel est à chaque instant égal à celui de l'anode la plus positive. La borne négative du montage est reliée au neutre du réseau triphasé.

La tension continue obtenue est donc représentée par l'enveloppe positive de l'ensemble des trois tensions simples du système triphasé (fig. 5). Elle présente une ondulation de fréquence triple de celle du réseau, d'amplitude

$$\Delta V = V_A - V_B = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \left(\sin \frac{\pi}{2} - \sin \frac{5\pi}{6} \right) = \frac{\sqrt{2}}{2} V_{\text{eff}}$$

La valeur moyenne de la tension continue est

$$V_{\text{moy}} = \frac{I}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} V_{\text{eff}}$$

.../

8.-

Le taux d'ondulation, défini par $\frac{\Delta V}{V_{\text{moy}}}$ est égal à $\frac{\pi}{3 \sqrt{3}}$ soit environ 60%.

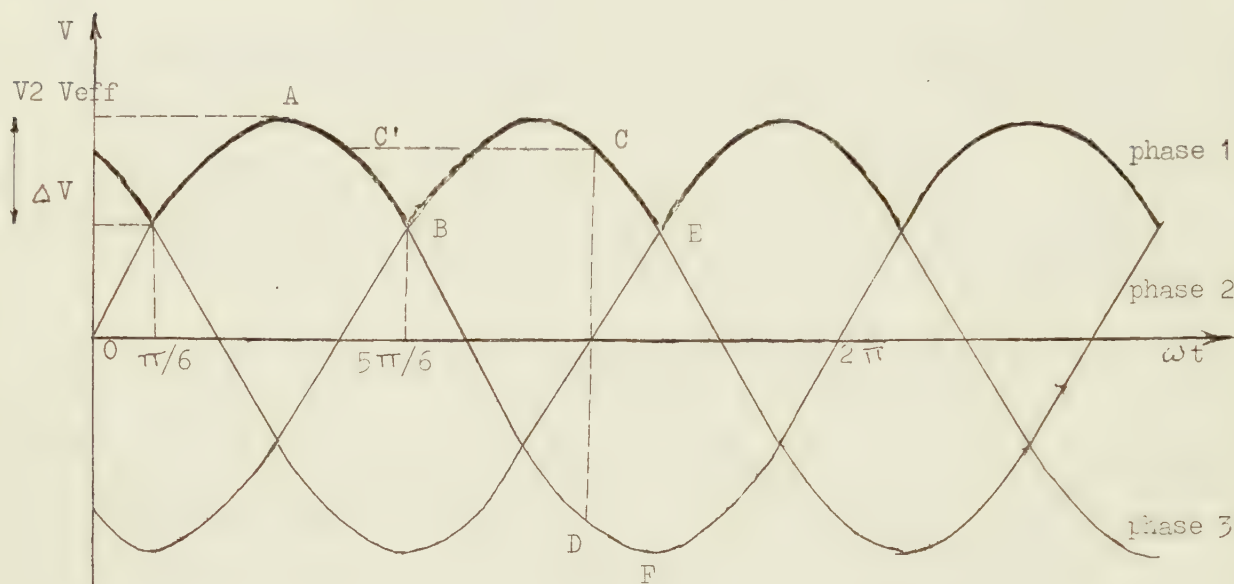


Fig. 5

Des considérations simples montrent que la tension inverse maximale supportée par une diode est égale (par exemple pour la diode de la phase I) à

$$V_C - V_D = V_{C'} - V_D = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \left(\sin \frac{2\pi}{3} - \sin \frac{4\pi}{3} \right) = \sqrt{2} \sqrt{3} V_{\text{eff}}$$

soit $\frac{2\pi}{3} V_{\text{moy}}$.

2. Redressement en pont (fig. 4 b)

Le potentiel de la borne positive conserve, par rapport au point neutre du réseau triphasé, la même valeur que ci-dessus. Le potentiel de la borne négative est celui, commun, des anodes des diodes ④ ⑤ et ⑥. Sa valeur est celle de la cathode la plus négative. Ce potentiel est représenté par l'enveloppe inférieure des trois tensions simples du réseau triphasé.

La tension continue obtenue est donc représentée par la différence des enveloppes supérieure et inférieure des trois tensions simples triphasées. Elle présente une ondulation de fréquence sextuple de celle du réseau. La valeur maximale de la tension est $V_C - V_D$; la valeur minimale est $V_E - V_F$. L'amplitude de l'ondulation est donc

$$\begin{aligned}\Delta V &= (V_C - V_D) - (V_E - V_F) \\ &= \sqrt{2} V_{\text{eff}} \left[\left(\sin \frac{2\pi}{3} - \sin \frac{4\pi}{3} \right) - \left(\sin \frac{\pi}{6} - \sin \frac{3\pi}{2} \right) \right] \\ &= 0,23 \sqrt{2} V_{\text{eff}}\end{aligned}$$

La valeur moyenne, obtenue par intégration sur une période de $\frac{\pi}{3}$, est :

$$\begin{aligned}V_{\text{moy}} &= \frac{\sqrt{2} V_{\text{eff}}}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \left[\sin \omega t - \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\omega t \\ &= \frac{3 \sqrt{2} \sqrt{3}}{\pi} V_{\text{eff}}\end{aligned}$$

Le taux d'ondulation est donc
$$\frac{\Delta V}{V_{\text{moy}}} = \frac{0,23 \sqrt{2}}{3 \sqrt{2} \sqrt{3}} \pi$$

soit environ 14%.

La tension inverse maximale supportée par une diode est égale, ici encore, à $V_C - V_D$, c'est-à-dire $\sqrt{2} \sqrt{3} V_{\text{eff}}$, soit $\frac{\pi}{3} V_{\text{moy}}$.

3. Comparaison

De l'étude précédente, il résulte que le montage en pont présente les avantages suivants, par rapport au montage polyanodique :

- taux d'ondulation plus faible

.../

- rapport tension inverse de diode/tension moyenne plus faible.

Le premier point intéresse le filtrage de la tension redressée qui se trouve facilité.

Le deuxième point est prépondérant pour le choix des redresseurs, dont le prix est fonction rapidement croissante de la tension inverse admise.

Ces deux avantages justifient pleinement l'adoption du montage en pont triphasé comme base de l'alimentation projetée.

B - Pont triphasé à redresseurs contrôlés

1. Etude théorique du fonctionnement

Le schéma d'un pont triphasé (fig. 4b) montre que le courant qui circule dans la charge doit traverser simultanément l'une des diodes du groupe ①, ②, ③ et du groupe ④, ⑤, ⑥. Pour contrôler le courant, il n'est donc pas nécessaire de remplacer les six diodes par des redresseurs contrôlés ; il suffit de substituer trois de ces éléments aux trois diodes de l'un des deux groupes.

Le schéma devient donc celui de la figure 6 dans laquelle les diodes ① ② et ③ de la figure 4 b ont été remplacées par des redresseurs contrôlés.

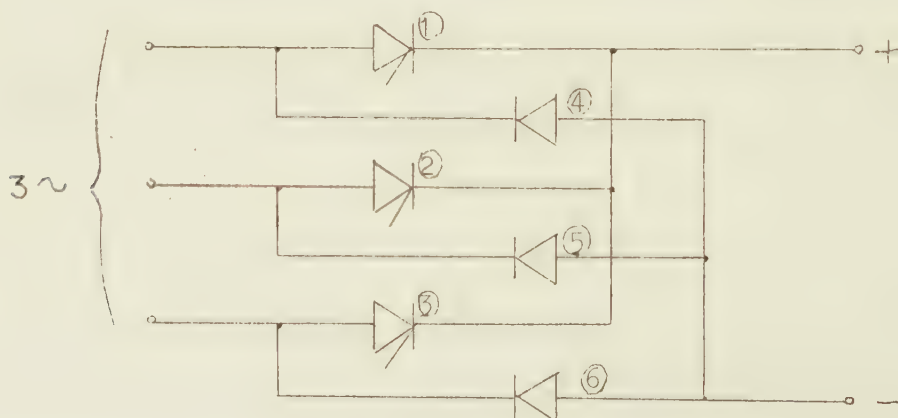


Fig. 6

La figure 7 qui représente l'ensemble des tensions sinusoïdales triphasées, permet d'analyser le fonctionnement de ce montage.

L'axe des abscisses représente le potentiel du point neutre du réseau. De même que dans le cas d'un pont non contrôlé, le potentiel de la borne négative du pont redresseur est celui de la cathode des diodes ④ ⑤ ou ⑥ la plus négative. Il est donc représenté par l'enveloppe inférieure de l'ensemble des tensions simples triphasées.

En ce qui concerne la borne positive, son potentiel est, à un instant donné, celui de l'anode du redresseur contrôlé qui est en état de conduction.

Supposons que, le redresseur ① étant conducteur, on amorce le redresseur ② en b (fig. 7) ; cela correspond à un angle d'amorçage de $\pi/6$. L'amorçage intervient à l'instant précis où le potentiel d'anode de ① devient inférieur à celui de ②. ② entre en conduction ainsi que cela se serait produit si ① ② et ③ avaient été des diodes ; c'est une "commutation naturelle". ② conduit donc jusqu'en c où le redresseur ③ est amorcé, ce qui correspond également pour lui à un angle d'amorçage α de $\pi/6$. Ainsi, tout se passe comme en commutation naturelle.

Supposons maintenant que l'on retarde la phase d'amorçage, jusqu'en c par exemple. Au point d'abscisse b, l'anode de ① devient moins positive que celle de ②, mais ce dernier étant bloqué, ① conduit encore. Au point c, ② est amorcé : son anode étant plus positive que celle de ①, il entre en conduction. ② conduit alors pendant un tiers de période jusqu'à ce que ③ soit amorcé dans les mêmes conditions. Le potentiel de la borne positive est ainsi représenté par la courbe supérieure en trait fort (fig. 7).

La tension continue aux bornes du pont redresseur est donnée, à chaque instant, par la différence des potentiels représentés par la courbe supérieure et la courbe inférieure. Sa variation dans le temps est indiquée fig. 8_I, où l'on notera par ailleurs, en trait fin, la courbe obtenue en commutation naturelle.

Retardons maintenant l'instant d'amorçage jusqu'en d (correspondant à un angle d'amorçage $\alpha = \frac{\pi}{2}$) : la tension obtenue, par un processus analogue, est représentée fig. 8_{II}. On remarque que cette tension s'annule trois fois par période du secteur.

Si l'amorçage se produit seulement en e ($\alpha = \frac{5\pi}{6}$) la tension entre d et e reste nulle : en effet, pendant cet intervalle, (2) et (3) ne sont pas encore amorcés, et le potentiel d'anode de (I) est précisément celui de la borne négative. La tension redressée est indiquée fig. 8_{III} : il ne subsiste que des pics de fréquence triple de la fréquence du secteur. Ces pics s'amenuisent tandis que l'angle d'amorçage tend de $\frac{\pi}{2}$ vers $\frac{7\pi}{6}$ (point d'amorçage évoluant de d vers f).

Remarque : un raisonnement analogue aux précédents permet d'établir qu'un amorçage entre a et b ($0 < \alpha < \frac{\pi}{6}$) donne lieu à un fonctionnement perturbé du pont, tel qu'un redresseur conduise pendant deux tiers de période : la permutation des trois redresseurs contrôlés s'effectue alors sur deux périodes d'alimentation.

La plage utile de variation de l'angle d'amorçage est donc comprise entre $\frac{\pi}{6}$ à $\frac{7\pi}{6}$: cet intervalle correspond à un angle de π , soit une demi-période.

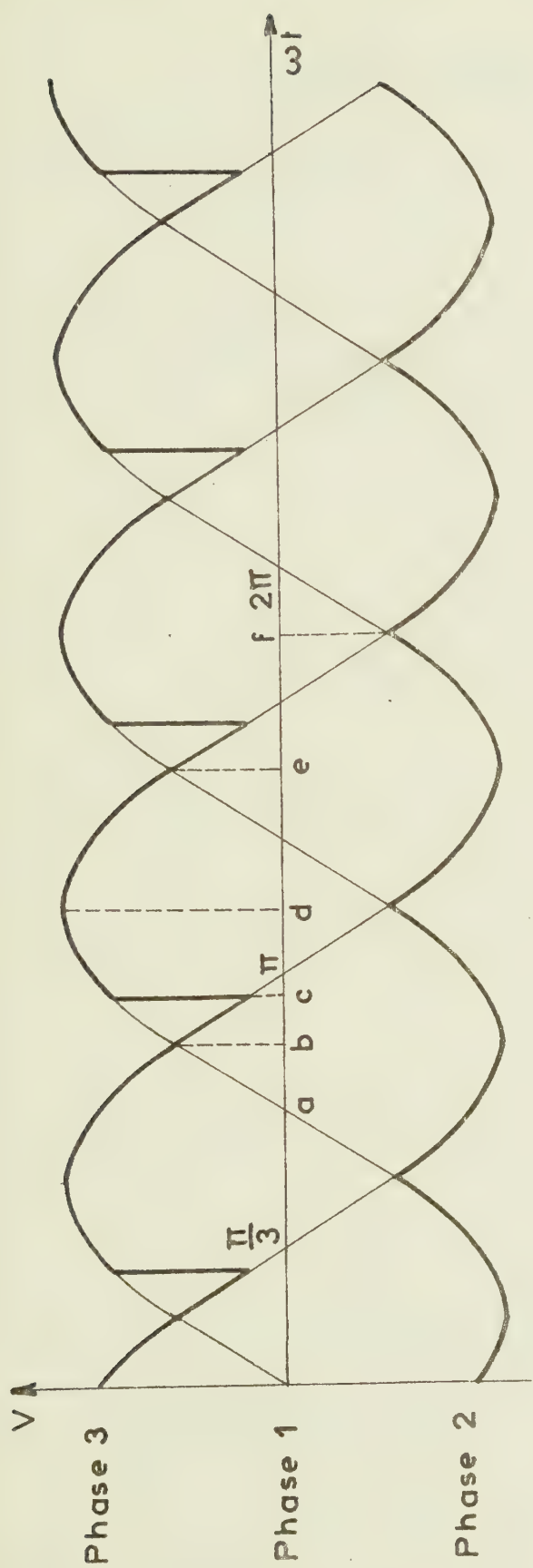


Fig. 7

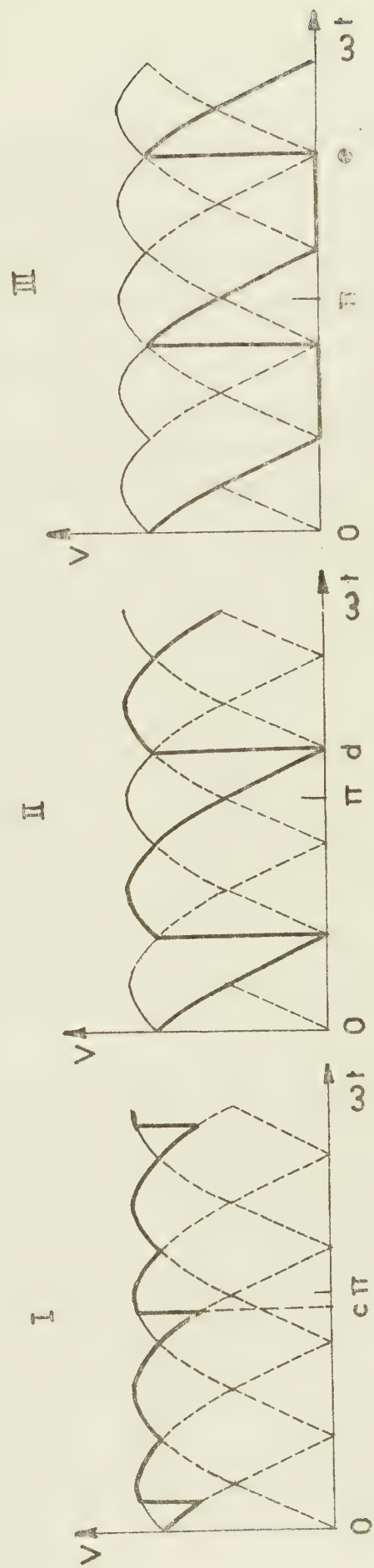


Fig.8 - FORME DE LA TENSION REDRESSÉE

2. Valeur moyenne de la tension redressée

Chaque redresseur contrôlé conduisant à tour de rôle de façon identique, il suffit de calculer la valeur moyenne sur un tiers de période du secteur.

Soit α l'angle d'amorçage d'un redresseur contrôlé (rappelons que cet angle est compté à partir du passage à zéro de la tension simple de la phase correspondante). D'après ce qui a été vu précédemment, α varie de $\pi/6$ à $7\pi/6$.

$$\text{Posons } \begin{cases} V_1 = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \omega t \\ V_2 = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_3 = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases}$$

Premier cas $\pi/6 < \alpha < \pi/2$

$$V_{\text{moy}} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{eff}}}{2\pi/3} \left[\int_{\alpha}^{\pi/2} [\sin \omega t - \sin (\omega t - 2\pi/3)] d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\alpha+2\pi/3} [\sin \omega t - \sin (\omega t + 2\pi/3)] d(\omega t) \right]$$

$$\text{soit } V_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{2} V_{\text{eff}}}{2\pi} \left[\cos \alpha - \cos (\alpha + 2\pi/3) + \sqrt{3} \right]$$

Deuxième cas $\pi/2 < \alpha < 7\pi/6$

Puisqu'à partir de $7\pi/6$ jusqu'à $\alpha + 2\pi/3$, tous les redresseurs sont bloqués, la tension moyenne est donnée par :

$$V_{\text{moy}} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{eff}}}{2\pi/3} \int_{\alpha}^{7\pi/6} [\sin \omega t - \sin (\omega t + 2\pi/3)] d(\omega t)$$

On obtient la même expression que précédemment.

.../

En résumé, la valeur moyenne de la tension redressée est fonction de l'angle d'amorçage α . Pour $\alpha = \pi/6$, V_{moy} prend la valeur maximale $\frac{3 \sqrt{2} \sqrt{3} V_{\text{eff}}}{\pi}$ qui correspond au redressement en commutation naturelle. Pour $\alpha = 7\pi/6$, la tension redressée est nulle.

3. Ondulation résiduelle

Elle varie en amplitude et en forme avec l'angle α .

- $\alpha = \pi/6$. L'ondulation est celle qui a été calculée en commutation naturelle. Son amplitude est : $\Delta V = 0,23 \sqrt{2} V_{\text{eff}}$ soit $\frac{\Delta V}{V_{\text{moy}}} \approx 14 \%$. L'analyse harmonique fait apparaître une fréquence fondamentale de 300 Hz.
- Lorsque α augmente, la décomposition harmonique fait apparaître un terme fondamental à 150 Hz. Ce terme correspond à la permutation en conduction des trois redresseurs contrôlés ; il devient vite prépondérant tandis que α croît. Simultanément, l'amplitude d'ondulation ΔV augmente, ainsi, à plus forte raison, que le rapport $\Delta V/V_{\text{moy}}$ puisque V_{moy} décroît.
- Pour $\alpha = \pi/2$, la tension instantanée s'annule trois fois par période ; ΔV devient égal à $\sqrt{2} V_{\text{eff}}$. Si α tend alors vers $7\pi/6$, ΔV diminue mais V_{moy} diminuant plus rapidement, $\Delta V/V_{\text{moy}}$ devient très grand.

La figure 9 montre les résultats de l'analyse harmonique de l'onde redressée, pour trois angles α typiques. Ces graphiques ont été relevés à l'aide d'un analyseur L.E.A., système Pimonov.

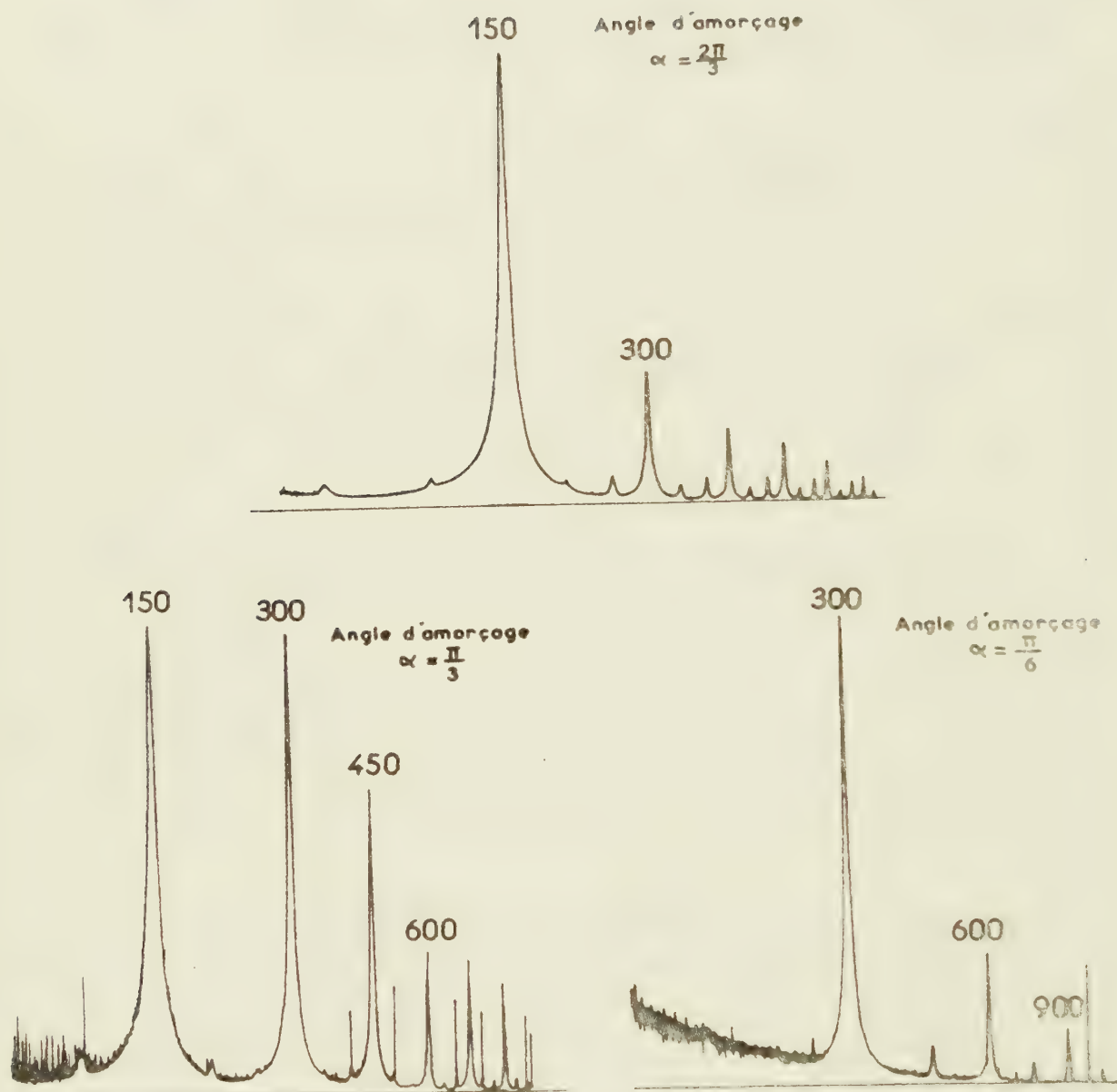


Fig. 9 - DÉCOMPOSITION HARMONIQUE DE LA TENSION REDRESSÉE

III. FILTRAGE

A - Nécessité d'un filtrage

Etant donné l'importance de l'ondulation résiduelle ΔV et du rapport $\Delta V/V_{\text{moy}}$, en particulier pour les valeurs intermédiaires ou faibles de la tension redressée, il est indispensable d'interposer un filtre passe-bas relativement efficace entre le pont redresseur et les transistors ballast de régulation. Ceci résulte des deux remarques suivantes :

- La tension V_C en amont du ballast doit être à tout instant supérieure à la tension de sortie $V_S = Z I_C$ nécessaire : en effet, le ballast ne peut donner lieu qu'à une chute de tension. Or (cf § 11), la tension redressée peut s'annuler trois fois par période, pour un angle $\alpha > \pi/2$. Grâce au filtrage, la valeur minimale de V_C peut être rendue voisine de sa valeur moyenne.

- Le diagramme de la figure 10 représente les variations en fonction du temps de V_C et de la tension de sortie V_S . La tension aux bornes du ballast V_B est donnée par la différence de ces deux courbes. Si un filtrage insuffisant laisse subsister une forte ondulation de V_C , la chute de tension aux bornes du ballast V_B aura une valeur efficace importante : la dissipation de puissance dans cet élément peut nécessiter des transistors de très grande puissance.

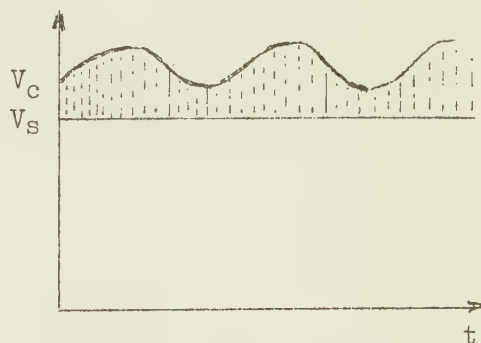


Fig. 10

B - Détermination du filtre

Les fréquences les plus difficiles à éliminer avec un filtre passe-bas sont les fréquences fondamentales : 300 Hz mais surtout 150 Hz. En fait, un point n'apparaît pas dans l'étude théorique : il s'agit de la présence d'une fréquence 50 Hz dans la tension redressée.

Nous avons supposé qu'il existait une permutation régulière des périodes de conduction des trois redresseurs contrôlés, amenant un découpage d'une alternance du réseau en trois intervalles identiques. Or, les angles α d'allumage des redresseurs ne sont jamais rigoureusement égaux. Ceci se traduit par une inégalité des temps de conduction, c'est-à-dire par une véritable périodicité de l'onde redressée correspondant à la fréquence du secteur.

La composante 50 Hz de la décomposition harmonique possède une amplitude, aléatoire, qui est toujours bien plus faible que celle de la composante 150 Hz : elle est pourtant difficile à éliminer vu la faible valeur de la fréquence.

Le filtre choisi est du type inductance-capacité avec inductance en tête (fig. 11). Rappelons que ce quadripôle est caractérisé par une fréquence de coupure $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$

telle que $LC \omega_c^2 = 1$

soit $f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$

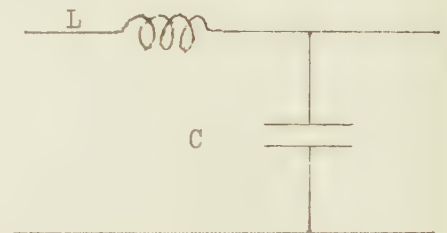


Fig. 11

En représentation semi-logarithmique, la courbe d'affaiblissement $G(f)$ de ce filtre peut être schématisée par des asymptotes : horizontale 0 dB en dessous de f_c et droite de pente -12 dB par octave au-dessus de f_c .

.../

De même, la courbe de déphasage ne s'écarte guère des asymptotes $\varphi = 0$ et $\varphi = -\pi$ respectivement, de part et d'autre de f_c (fig. 12).

Ce dernier point est extrêmement important. On sait en effet qu'un système asservi est instable si le déphasage en boucle ouverte de la chaîne d'asservissement devient égal à π pour une fréquence telle que le gain reste supérieur à 1 (ce qui caractérise une réaction).

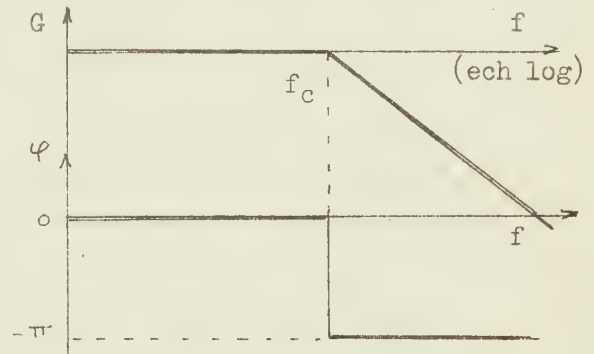


Fig. 12

Or, dans le cas présent, le filtre est inclus dans la boucle d'asservissement de la prérégulation. Au-delà de f_c , le déphasage devient vite voisin de π ; les autres éléments de la chaîne possèdent un déphasage propre qui s'ajoute au précédent ; le déphasage global peut donc atteindre π pour une fréquence à peine supérieure à f_c , pour laquelle l'affaiblissement de la chaîne reste faible : il y a risque d'instabilité qui se traduirait par des auto-oscillations. Le problème de la stabilité doit donc être étudié particulièrement, du fait de la présence du filtre ; il conduit, en particulier, à éliminer les filtres à deux ou trois étages : ces filtres présentent une courbe d'affaiblissement bien supérieure (pente de - 24 et - 36 dB par octave, respectivement), mais simultanément, ils donnent lieu à un déphasage important (asymptotes à -2π et -3π) qui est une cause d'instabilité.

Remarque - On pourrait être tenté d'utiliser un filtre RC, du fait de son faible déphasage (asymptote à $-\pi/2$). Mais, pour une constante de temps RC donnée, on serait conduit, soit à accepter une forte valeur de R entraînant une chute de tension RI et une dissipation RI^2 importantes, soit à utiliser une batterie de condensateurs de très grande valeur, onéreuse et encombrante.

.../

IV. BALLASTA - Nécessité d'un ballast

L'ensemble du redresseur contrôlé et du filtre, tels qu'ils viennent d'être définis, permet d'obtenir une tension continue réglable à volonté. Il serait tentant de s'en tenir à ce schéma de puissance, c'est-à-dire d'utiliser directement la tension de sortie du filtre, sans y adjoindre d'élément ballast. Dans ce but, il nous faudrait réduire énergiquement l'ondulation résiduelle. Deux solutions pourraient être envisagées :

- filtre à grande constante de temps, donc à basse fréquence de coupure : le temps de réponse de l'alimentation serait alors très grand.
- filtre à plusieurs étages et constante de temps réduite : la chaîne d'asservissement serait instable (cf § précédent).

Il faut donc accepter un filtrage assez sommaire, et par conséquent, une ondulation non négligeable à la sortie du filtre. L'élément ballast devient alors indispensable pour éliminer cette composante alternative.

B - Asservissement du ballast

Le transistor ballast est commandé par son courant de base qui est fourni par un montage amplificateur. La régulation s'effectue en comparant à une tension de référence v la tension rI aux bornes d'une résistance r placée en série dans le circuit de puissance. Dans la mesure où r est parfaitement stable, la tension rI donne une image du courant I que l'on veut contrôler. Un étage comparateur commande l'entrée de l'amplificateur en fonction de l'écart qui existe entre v et rI , afin de faire tendre cet écart vers zéro.

La programmation s'effectue par modification de la tension de référence v .

.../

V. ASSERVISSEMENT des REDRESSEURS CONTROLES

Dans le schéma adopté, le contrôle du courant est le fait du transistor ballast. Le rôle de la prérégulation est de limiter la chute de tension V_b , donc la dissipation de puissance, dans cet élément : il est donc logique de choisir cette chute de tension comme critère d'asservissement du redressement.

La valeur moyenne de la tension V_b aux bornes du transistor ballast, obtenue par filtrage, est comparée à une tension de référence fixe. L'écart entre ces deux valeurs, amplifié, agit sur la commande des redresseurs contrôlés en sorte que la tension à la sortie du filtre évolue dans le sens convenable.

VI. SCHEMA BLOC DEFINITIF

Le schéma complet résultant de l'analyse précédente est représenté fig. 13. On notera en particulier la présence d'un transformateur triphasé qui présente l'avantage d'isoler le circuit continu du réseau. Deux autres avantages de ce transformateur apparaîtront au chapitre suivant.

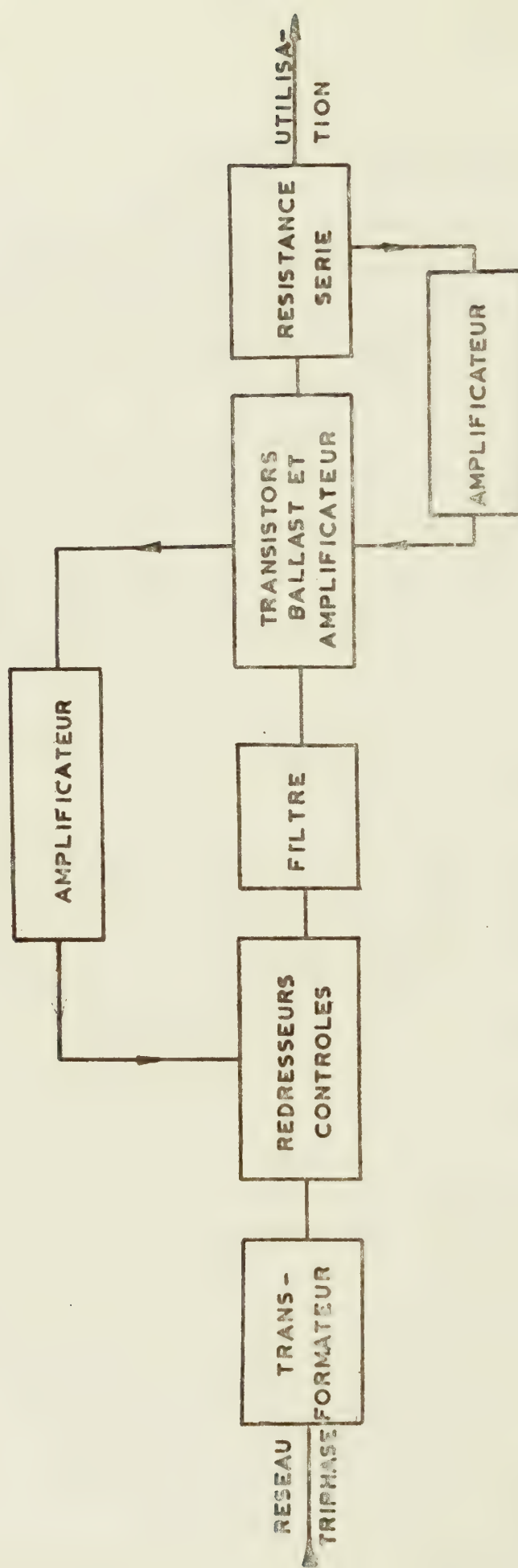


Fig. 13 - BLOC DIAGRAMME DE L'ALIMENTATION

CHAPITRE II

R E A L I S A T I O N

Les divers éléments de la chaîne, définis au chapitre précédent, seront analysés successivement dans ce chapitre.

I. PREREGULATION

A - Pont redresseur. Choix des redresseurs

1) Courant maximal dans un redresseur

Au débit maximal (régime de commutation naturelle), le courant qui circule dans chaque enroulement du transformateur présente la variation dans le temps indiquée fig. 14 a.

La valeur efficace de ce courant est égale à :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{I}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

soit

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c$$

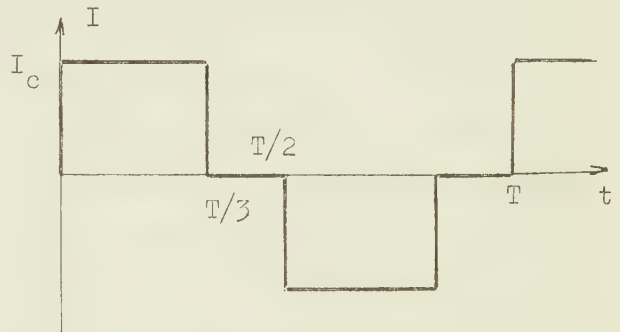


Fig. 14 a

Le courant circulant dans un redresseur est représenté fig. 14 b. Sa valeur efficace est :

$$I'_{\text{eff}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

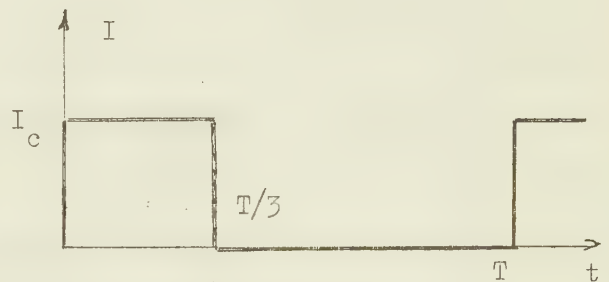


Fig. 14 b

En fixant $I_c = 20 \text{ A}$, $I'_{\text{eff}} = 11,5 \text{ A}$. Les redresseurs doivent donc admettre un courant efficace de 11,5 A.

.../

2) Tension inverse maximale

Le calcul, fait au chapitre I, indique qu'un redresseur doit supporter une tension inverse $V_i = \frac{3}{\pi} V_c \text{ moy}$. La valeur maximale de $V_c \text{ moy}$ étant de 350 volts (cf. § suivant), la tension inverse maximale est de l'ordre de 350 volts.

Compte tenu de ces données, les redresseurs suivants ont été choisis :

- | | | |
|---------------------------|----------------|---|
| - Redresseurs contrôlés : | 2N 689 (SESCO) | $I = 25 \text{ A}$
$V_i = 500 \text{ volts}$ |
| - Diodes | 26 R2 (SESCO) | $I = 20 \text{ A}$
$V_i = 600 \text{ volts}$ |

B - Transformateur d'alimentation

1) Tensions secondaires

La valeur nominale maximale de la tension de sortie a été fixée à 285 volts, ce qui correspond, pour le courant maximal de 20 A, à une puissance de 5,7 kW. Cette valeur doit pouvoir être obtenue dans tous les cas, même dans l'éventualité d'une baisse de tension du secteur d'alimentation. En fixant à 10 % le pourcentage de variation de tension que l'alimentation doit compenser, la valeur maximale de V_s devient $285 + 10\%$, soit 314 volts. La tension V_b aux bornes du régulateur ballast est par ailleurs égale à 10 volts. La valeur maximale de la tension moyenne à la sortie du redresseur ($V_c = V_b + V_s$) est donc $V_c = 324 \text{ volts}$. La tension correspondante par phase du système triphasé est $\frac{\pi}{3} \frac{V_c}{\sqrt{2} \sqrt{3}} \approx 140 \text{ volts}$, ce qui correspond à $140 \sqrt{3} \approx 240 \text{ volts}$ entre phases (cf. chapitre I).

L'étude de l'ondulation résiduelle a montré que le taux d'ondulation est d'autant plus important que l'angle d'amorçage α est plus grand, c'est-à-dire que le rapport

.../

courant débité/courant maximal est plus faible. Afin de réduire l'ondulation pour les utilisations en faible débit, il a paru intéressant de prévoir des prises intermédiaires sur le secondaire du transformateur d'alimentation : il est ainsi possible de fournir un courant de faible valeur, avec un faible angle d'amorçage des redresseurs, donc un faible taux d'ondulation.

Les valeurs intermédiaires choisies correspondent à un niveau de sortie V_s max de 210, 100 et 40 volts continus. On les calcule comme précédemment par la formule :

$$(V_s + \frac{V_s}{10} + V_b) \frac{\pi}{3 \sqrt{2}} \text{ volts,}$$

soit respectivement 180, 90 et 40 volts entre phases.

2) Couplage

Le transformateur est du type triphasé, couplage étoile triangle. Ce mode de couplage présente l'avantage d'atténuer et de répartir entre les trois phases primaires les perturbations qui risqueraient d'affecter le secteur d'alimentation ; ces perturbations résultent de la conduction discontinue des redresseurs et de la forme pseudo rectangulaire du courant absorbé sur chaque phase secondaire.

D'autre part, le couplage étoile triangle donne lieu à un déphasage de $\pm \pi/6$ ou $\pm 5\pi/6$ entre les tensions correspondantes primaires et secondaires. Ce déphasage va s'avérer fort utile au § C.

Le transformateur triphasé présente donc les caractéristiques suivantes :

Couplage	triangle étoile	(1)
Primaire	:	380 volts
Secondaires	:	240 - 180 - 90 - 40 volts
Puissance	:	6,5 kW (en sortie 240 volts)

(1) L'indice horaire peut être quelconque (cf. chap.II, §1C1c)
.../

C - Commande des redresseurs contrôlés

Les redresseurs contrôlés sont amorcés par application d'une impulsion brève de quelques volts sur leur électrode de commande.

La phase de l'impulsion, relativement à la phase de la tension alternative d'alimentation, dépend, comme il a été vu, de la puissance redressée désirée. L'ensemble de commande comprend donc :

- un générateur d'impulsions triphasées déphasables
- un comparateur - amplificateur réglant la phase des impulsions en fonction du critère d'asservissement.

1) Générateur d'impulsions triphasées

Pour commander le pont redresseur triphasé, il faut réaliser, sur trois circuits distincts, des impulsions de même fréquence f que le secteur. Les impulsions de deux circuits différents doivent être déphasées entre elles d'un tiers de période. La phase des impulsions, par rapport à la phase de la tension d'alimentation, doit être réglable sur une demi-période.

Deux possibilités peuvent s'envisager :

- soit réaliser les trois séries d'impulsions de façons totalement indépendantes sur trois voies identiques.
- soit réaliser les impulsions destinées à la phase I du réseau triphasé, puis les retarder d'un temps constant de $1/3$ de période ou $2/3$ de période pour les appliquer aux phases 2 et 3.

La première solution proposée offre l'avantage de présenter une fréquence de coupure plus élevée que la deuxième solution : il est en effet possible d'agir trois fois par période sur la phase d'amorçage d'un redresseur, donc sur la valeur moyenne de la tension continue.

Par contre, le schéma électronique est beaucoup plus important. Ce dernier point nous a fait choisir la seconde solution.

a - Production des impulsions déphasables

L'élément de base du montage est un trigger de Schmidt (fig. 15).

L'entrée e est soumise à la tension v représentée fig. 16b. Cette tension v est la somme d'un signal périodique (dents de scie) d'amplitude v_d et d'une tension continue variable v_c . La tension du secteur d'alimentation est représentée fig. 16 a. Soit f sa fréquence, $T = \frac{1}{f}$ sa période. Prenons pour origine des temps un passage à zéro de la tension.

Le signal V obtenu en s_1 (fig. 15) est indiqué fig. 16 c, il s'agit d'un créneau dont le front de montée correspond aux instants où la tension d'entrée v devient égale à une valeur v_s constante dite tension de seuil.

Soient $t_1, t_1+T, \dots$ ces instants. (t_1 est tel que $0 \leq t_1 \leq T/2$, soit : $0 \leq \omega t_1 \leq \pi$). Les fronts de descente se produisent aux temps constants $T/2, 3T/2, \dots$

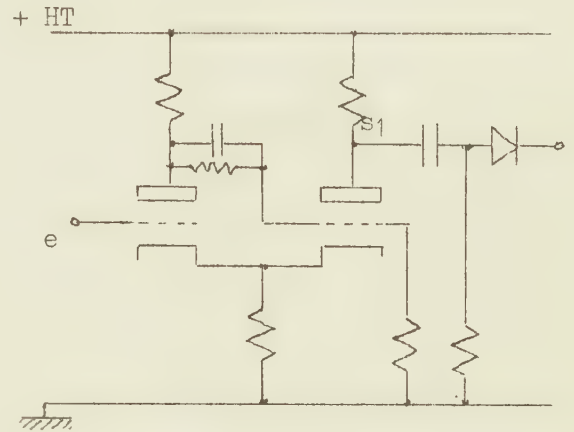


Fig. 15

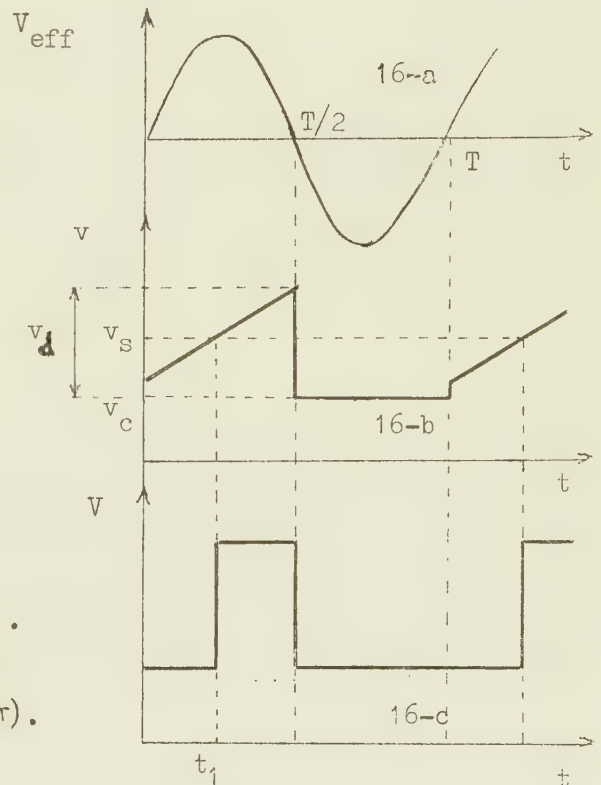


Fig. 16

Ce signal est appliqué, en tension négative, sur la grille supprimeuse de la pentode P_2 , qui est montée en intégrateur de Miller. Le signal obtenu sur la plaque de P_2 est, à la polarité près, celui de la fig. 16 b. Un étage déphaseur (voir fig. générale n° 23) permet de retrouver la polarité convenable. La triode Tr_1 a pour rôle d'accentuer le front raide du signal.

c - Phase de synchronisation

La référence de phase, comme de fréquence, est donnée par la tension sinusoïdale de 110 volts citée ci-dessus. Cette tension est fournie par un transformateur 220-110 volts, branché au primaire du transformateur de puissance, entre phase et neutre.

Soient V'_1 , V'_2 , V'_3 et V_1 , V_2 et V_3 les tensions simples primaires et secondaires du transformateur triphasé. L'impulsion appliquée au redresseur qui est soumis à la tension $V_1 = \sqrt{2} V \sin \omega t$, doit être déphasable de $\alpha = \pi/6$ à $\alpha = 7\pi/6$ (cf chapitre I). La tension sinusoïdale de synchronisation doit donc être en retard de $\pi/6$ sur V_1 .

Le transformateur à couplage étoile triangle choisi précédemment peut précisément produire un déphasage de $\pm \pi/6$ ou $\pm 5\pi/6$ entre les tensions homologues primaires et secondaires, selon le sens des connexions entre bobines ("Indice horaire").

Premier cas : V_1 en avance de $\pi/6$ sur V'_1 : il suffit d'alimenter le transformateur de synchronisation sous la tension V'_1 pour obtenir le déphasage correct.

Deuxième cas : V_1 en retard de $5\pi/6$ sur V'_1 . V_1 est donc en avance de $\pi/6$ sur $-V'_1$: le transformateur sera alimenté sous cette tension.

.../

Troisième cas : V_1 en retard de $\pi/6$ sur V'_1 (fig. 18). V'_3 étant en retard de $4\pi/3$ sur V'_1 , $-V'_3$ est en retard de $\pi/3$ sur V'_1 , donc en avance de $\pi/6$ sur V_1 . Les impulsions relatives à la phase V_1 doivent donc être synchronisées avec la tension primaire $-V'_3$.

Quatrième cas : V_1 en avance de $5\pi/6$ sur V'_1 . Une analyse identique montre que la synchronisation de la phase V_1 doit être faite par la tension V'_3 .

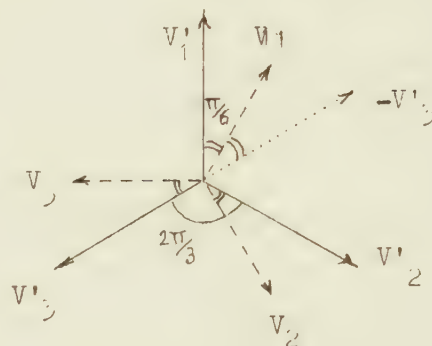


Fig. 18

Ainsi quel que soit le déphasage propre du transformateur étoile triangle, il existe un mode de branchement du transformateur de synchronisation permettant d'obtenir un déphasage convenable.

d - Déphaseurs d'impulsions (fig. 19)

Chaque circuit déphaseur se compose d'un univibrateur de pseudo période convenable ($T/3$ et $2T/3$ pour les phases 2 et 3 respectivement) déclenché par les impulsions de la phase I. A la sortie de l'univibrateur on recueille un créneau de fréquence f dont le front de descente coïncide en phase avec l'impulsion de déclenchement, et dont le front de montée est décalé de $T/3$ ou $2T/3$ (soit un déphasage de $2\pi/3$ ou $4\pi/3$). Ce créneau est dérivé, l'impulsion négative résultante est éliminée tandis que l'impulsion positive est appliquée au redresseur commandé correspondant à travers un étage adaptateur d'impédance.

.../

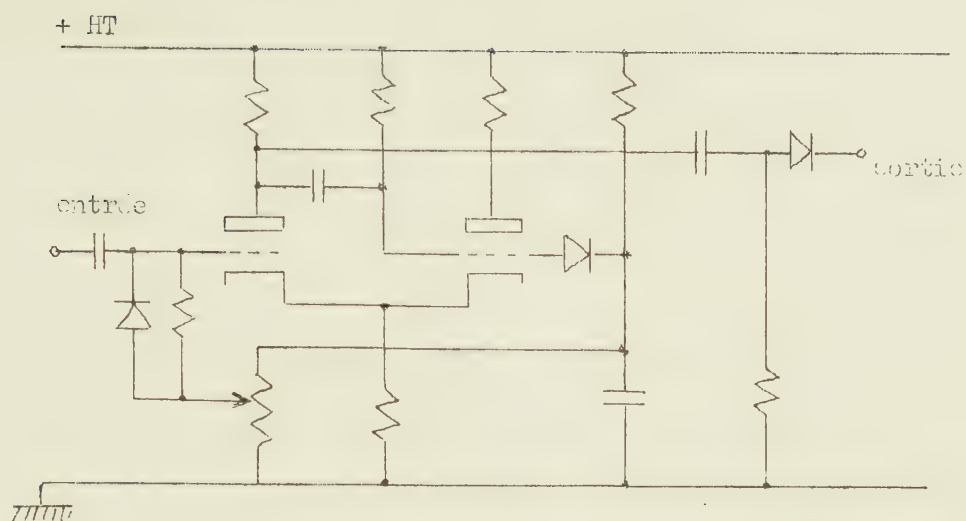


Fig. 19 Déphaseur d'impulsion

e - Etage additeur

L'entrée du trigger de Schmidt est soumise à une tension qui est la somme du signal délivré par la base de temps et de la tension continue de commande : cette somme est fournie par le montage différentiel représenté fig. 20.

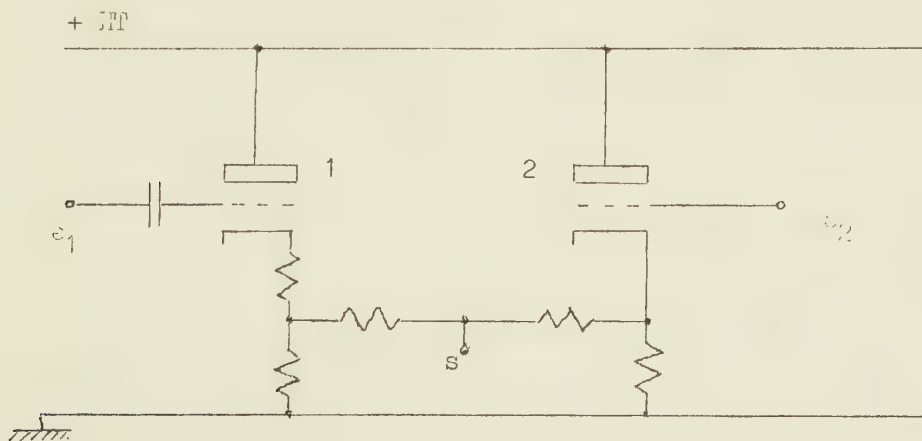


Fig. 20

.../

Le signal de base de temps est appliqué en e_1 sur la grille de la triode 1. Le niveau continu de commande est appliqué en e_2 sur la grille de la triode 2. Les deux tubes sont chargés par des résistances de cathode égales R_1 et R_2 . A la sortie s, milieu d'un pont de résistance placée entre R_1 et R_2 , on recueille une tension demi-somme des tensions en e_1 et e_2 .

2) Etage comparateur - amplificateur

L'analyse de la figure 16 montre que le retard de phase des impulsions est fonction décroissante de la tension continue de commande. La tension redressée par le pont triphasé, elle-même fonction décroissante du retard des impulsions, est donc fonction croissante de la tension de commande.

Le rôle de la prérégulation est de maintenir constante, égale à une valeur de référence $V_{réf}$, la valeur moyenne de la chute de tension V_b aux bornes du ballast. Si V_b tend à diminuer, la tension redressée doit augmenter pour la rétablir à sa valeur de consigne, et le comparateur amplificateur doit donc fournir une tension continue de commande qui varie en sens inverse de la tension V_b .

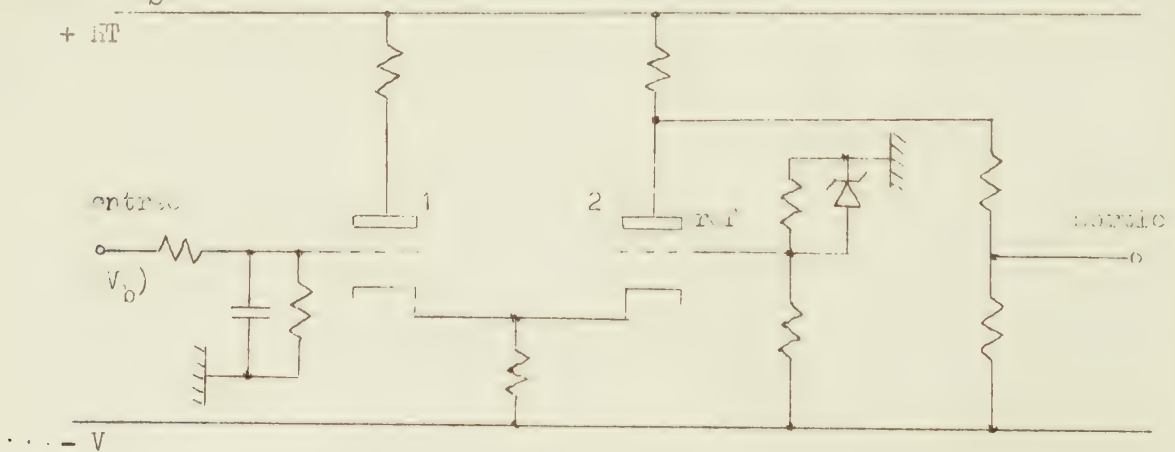


Fig. 20 bis Comparateur

L'étage se compose de deux triodes ① et ② placées en montage différentiel, à charge d'anode. La grille du tube ① est soumise à la tension V_b ; celle du tube ② a un potentiel constant $V_{réf.}$ La sortie s'effectue sur un pont placé entre la plaque de ② et une source - 110 volts. Le réglage du pont est tel qu'en l'absence de signal d'erreur ($V_b = V_{réf.}$), la tension continue de commande soit très légèrement inférieure à $v_s - v_d$ (cf fig. 16) : cela signifie qu'il n'y a alors pas d'impulsion mais que l'apparition d'une légère tension d'erreur donne naissance à des impulsions retardées de $7\pi/6$ par rapport à la tension de la phase correspondante.

Filtrage de V_b .

La tension V_b présente normalement une composante alternative puisque le ballast est précisément chargé d'éliminer l'ondulation résiduelle subsistant après filtrage ; les composantes systématiques 150 Hz, 300 Hz ... ne peuvent pas être réduites par la boucle d'asservissement du redressement contrôlé puisqu'elles sont dues à la forme de l'onde redressée, et que le contrôle ne peut agir que sur la valeur moyenne de la tension, et non sur la valeur instantanée.

On pourrait espérer que la composante 50 Hz, aléatoire, serait éliminée par l'asservissement : le schéma du générateur triphasé d'impulsion exclut une telle possibilité. En effet, il n'existe, durant une période, qu'une seule possibilité d'action qui correspond au déclenchement du trigger de Schmidt.

Considérons par exemple un fonctionnement tel que les trois redresseurs contrôlés soient déclenchés aux temps

t_1	pour la phase I		
t_2	$t_1 + T/3$	"	2
t_3	$t_1 + 2T/3$	"	3

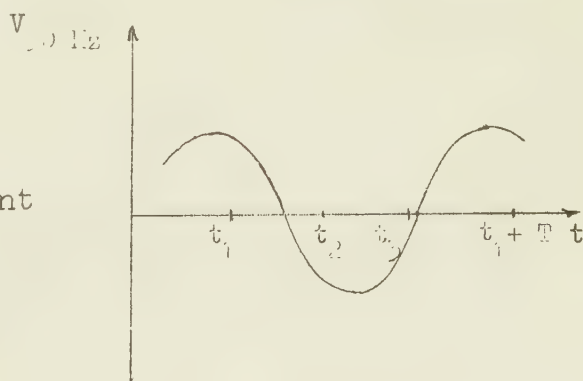


Fig. 21

.../

Supposons qu'une composante 50 Hz apparaisse du fait que la valeur moyenne de la tension redressée par le redresseur de la phase I est supérieure à celle des phases 2 et 3. (cela peut provenir d'une variation de période des univibrateurs, d'une dissymétrie du transformateur triphasé ...) (fig. 21).

L'asservissement tend à modifier l'instant d'amorçage t_1 du premier redresseur : mais les instants t_2 et t_3 seront du même coup modifiés puisqu'ils sont déterminés par un décalage fixe du temps t_1 ; l'inégalité des trois phases subsiste. Bien plus, ce fonctionnement conduit à des auto-oscillations.

Il est donc indispensable de filtrer V_b avec un filtre de forte constante de temps, qui donne lieu à un affaiblissement important pour la fréquence de 50 Hz. Ceci a été obtenu grâce à un filtre résistance-capacité dont la constante est de 6 s.

3) Bloc diagramme d'ensemble

Il se présente comme il est indiqué fig. 22.
Le schéma détaillé correspondant est donné fig. 23.

D - Filtrage

Le filtrage du circuit de puissance est constitué d'une cellule self-capacité. L'inductance a une valeur de 20 milli-Henrys pour un courant continu de 20 Ampères. Le condensateur, de type électrochimique, a une capacité de 800 microfarads et une tension de service de 500 volts.

Le filtre ainsi réalisé présente donc une fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{I}{2\pi \sqrt{8 \cdot 10^{-4} \cdot 2 \cdot 10^{-2}}} = 40 \text{ Hz.}$$

1) Ondulation 50 Hz

Pour la fréquence 50 Hz, l'affaiblissement du filtre reste réduit : environ 6 dB. Il est donc nécessaire d'équilibrer les univibrateurs de sorte que l'ondulation à 50 Hz ait un niveau assez faible pour être absorbée par le ballast (en pratique, moins de 10 volts crête à crête) (1).

2) Ondulations 150 et 300 Hz

Pour ces fréquences, le filtre produit un affaiblissement de 24 dB et 36 dB respectivement. L'ondulation résiduelle correspondante est ramenée, à la sortie du filtre, à un niveau inférieur à 10 volts : le ballast peut donc l'absorber.

3) Diode de protection

L'inductance du filtre peut donner lieu, en cas d'ouverture du circuit d'utilisation, à des surtensions $L \frac{di}{dt}$ dangereuses pour les redresseurs.

(1) V_b ayant une valeur moyenne de 10 Volts, l'ondulation théorique maximale qui peut être absorbée est de 20 volts crête à crête.

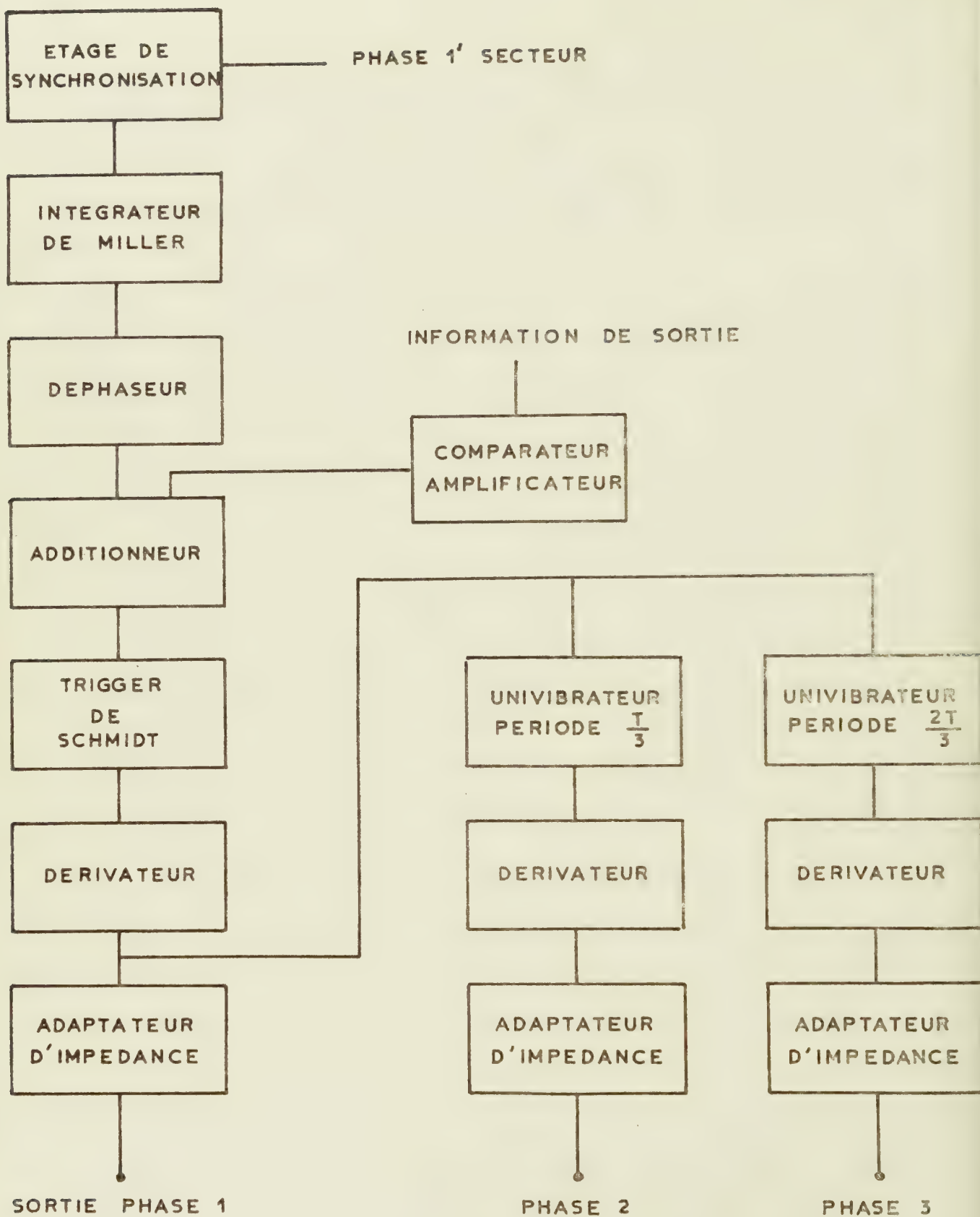


Fig.22-BLOC DIAGRAMME DE LA COMMANDE DU PONT REDRESSEUR TRIPHASE

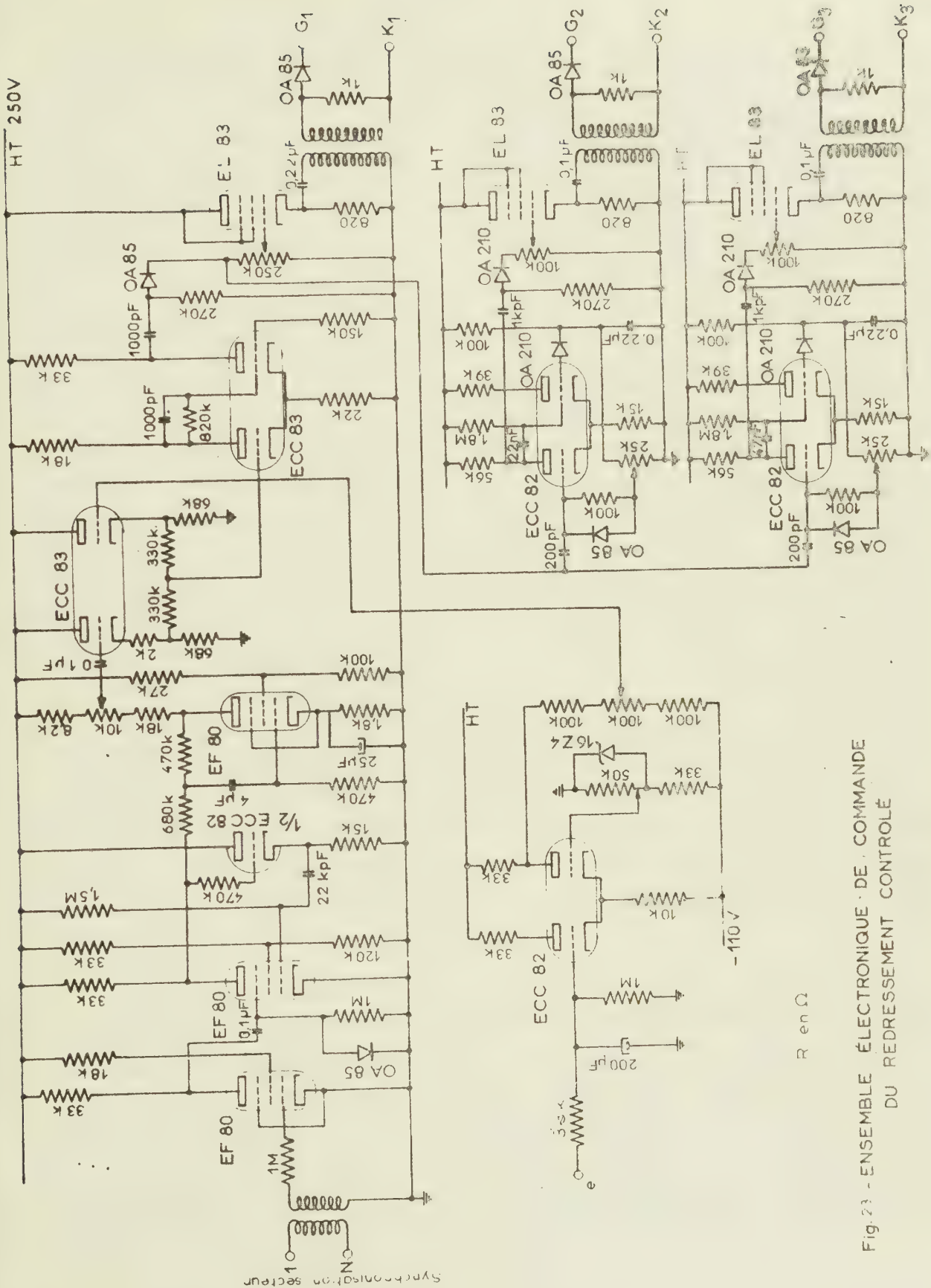


Fig. 23 - ENSEMBLE ÉLECTRONIQUE DE COMMANDE
DU REDRESSEMENT CONTRÔLÉ

Q
e
R

Ces surtensions sont éliminées par une diode montée en parallèle sur le filtre et polarisée en inverse (fig. 24). Le courant maximal parcourant la diode, lors de l'élimination d'une surtension, peut être évalué par application de la loi de Lentz : supposons que l'on coupe brusquement le débit maximal de 20 ampères. La surtension $L \frac{di}{dt}$ qui apparaît aux bornes de l'inductance donne lieu, dans la mesure où elle est supérieure en valeur absolue à la tension continue instantanée v , à un courant de circulation dans le circuit self-diode-capacité. Elle tend à maintenir le courant qui circulait dans la self, soit au maximum 20 Ampères. Si le courant devenait supérieur à 20 Ampères, $L \frac{di}{dt}$ changerait de signe, la diode serait alors bloquée, ce qui est incompatible avec l'hypothèse de l'existence d'un courant dans le circuit self-diode-capacité.

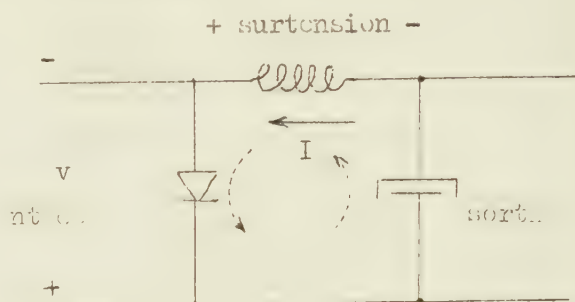


Fig. 24

La diode de protection doit donc admettre un courant maximal exceptionnel de 20 Ampères, et supporter une tension inverse maximale égale à la valeur crête de v , soit $\sqrt{2} \sqrt{3} V_{eff} = 340$ volts. Nous avons choisi une diode 26 R 2 (SESCO) 600 volts, 20 ampères.

E - Fusibles de protection interne

En cas de défaut interne du pont triphasé (claquage d'une diode, par exemple), il se produit un court-circuit entre phases du transformateur : le courant de court-circuit traverse l'un des redresseurs sains, et peut entraîner sa destruction : on place donc, en série avec chaque redresseur,

.../

un fusible ultra-rapide prévu pour la protection des semi-conducteurs. Etant donné la faible constante de temps de ces fusibles, leur calibre doit être évalué en fonction du courant efficace maximal qui les traverse en une demi-période (c'est-à-dire pendant l'alternance de conduction d'un redresseur). Nous avons choisi des fusibles de 16 ampères.

La fusion du fusible n'entraîne pas la disparition de la tension continue à la sortie du pont : celui-ci fonctionne alors avec une commutation perturbée, les redresseurs sains étant surchargés. Afin d'éviter un tel fonctionnement, les fusibles adoptés comportent un percuteur : celui-ci, en cas de défaut, actionne un dispositif qui coupe l'alimentation du transformateur de puissance et signale l'incident.

I. REGULATION BALLAST

A - Transistors de puissance

1) Puissance dissipée dans le ballast en régime permanent

Cette puissance est égale à $V_b I_c$ (cf chapitre I § 1) (V_b : tension aux bornes du ballast ; I_c : courant continu débité). I_c étant imposé par l'utilisation, V_b résulte d'un compromis entre deux considérations.

- Le temps de réponse de la prérégulation étant assez long, la régulation instantanée est d'autant meilleure que V_b est plus grand : en effet, le ballast peut alors compenser lui-même une plus grande chute de la tension amont, ou répondre à une plus grande augmentation du niveau de sortie.
- La puissance dissipée dans le ballast est proportionnelle à V_b : une trop forte valeur entraîne une baisse du rendement et des difficultés de dissipation.

.../

Compte tenu de ces remarques, V_b a été fixé à 10 volts. la puissance dissipée dans le ballast en régime permanent a donc pour valeur maximale :

$$p_{\max} = V_b I_c = 200 \text{ watts}$$

2) Puissance de pointe

Soit V_{bp} la tension transitoire de pointe aux bornes du ballast. Cette tension a été limitée à 30 volts (cf chapitre II - § II, B 4). Elle donne lieu à une dissipation de pointe maximale

$$P_p = V_{bp} \cdot I_{c \max} = 600 \text{ watts}$$

Cette puissance est susceptible d'être dissipée pendant une durée de quelques centaines de ms correspondant au temps de réponse de la prérégulation. Elle intervient, tout comme la puissance dissipée en régime permanent, dans le choix du ballast.

3) Choix des transistors ballast

Etant donné l'importance de la puissance dissipée, le ballast est constitué de plusieurs transistors montés en parallèle.

Le type de transistor choisi est le 2N 174 (Motorola). Il s'agit d'un transistor au germanium, bon marché, dont les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

Courant maximal d'émetteur	$I_e = 15 \text{ A}$
Tension maximale collecteur-base	$BV_{CB} = 80 \text{ V}$
Gain en courant (pour un courant collecteur de 5 Ampères)	25 à 50
Température maximale de jonction	$T_{J\max} = 100^\circ\text{C}$
Résistance thermique jonction-boîtier...	$\theta_{JC} \quad 0,5^\circ\text{C/W}$.../

Soit n le nombre de ces transistors montés en parallèle. n est déterminé par l'analyse suivante. En supposant que la marche en parallèle soit parfaitement équilibrée, chaque transistor doit dissiper une puissance permanente de $\frac{200}{n}$ Watts, et une puissance de pointe de $\frac{600}{n}$ Watts.

Soient :

- T_A : la température ambiante
- T_J : " " de jonction du transistor
- T_{Jmax} : " " " " maximale
- θ_{JC} : la résistance thermique jonction-boîtier du transistor
- θ_{CR} : " " " boîtier-radiateur
- θ_{RA} : " " " radiateur- air ambiant
- P_m : puissance maximale dissipée en permanence par un transistor
- P_p : puissance maximale de pointe dissipée par un transistor.

Lorsqu'un transistor dissipe la puissance P_m dans l'air ambiant, à travers une résistance thermique θ , la température de sa jonction est donnée par la relation

$$T = T_J - T_A = P_m \cdot \theta$$

$$\text{soit : } T_J = T_A + P_m (\theta_{JC} + \theta_{CR} + \theta_{RA}) \quad (1)$$

Dans ce régime permanent, le boîtier du transistor est à une température T_C donnée par

$$T_C - T_A = (T_J - T_A) \frac{\theta_{CR} + \theta_{RA}}{\theta_{JC} + \theta_{CR} + \theta_{RA}} \quad (2)$$

.../

Supposons que la puissance dissipée subisse un fort accroissement accidentel, d'une durée ne dépassant pas quelques dixièmes de seconde. Cette durée est faible devant les constantes de temps thermiques du radiateur et du boîtier du transistor : la température de ces deux éléments est peu affectée par cette pointe de puissance.

La constante de temps thermique de la jonction, par contre, est très faible (de l'ordre de 50 ms). La température de la jonction va donc s'élever à une nouvelle valeur T'_J donnée par la relation $P_p = \frac{T'_J - T_C}{\theta_{JC}}$ puisque T_C est constant durant ce transitoire. La température T'_J doit être inférieure à T_{Jmax} d'où l'inégalité

$$T_{Jmax} - T_C > \theta_{JC} \cdot P_p \quad (3)$$

Les caractéristiques des transistors donnent

$$T_{Jmax} = 100^\circ\text{C}$$

$$\theta_{JC} = 0,5^\circ\text{C/W max}$$

$$\text{D'autre part} \quad P_m = \frac{200}{n} \text{ Watts}$$

$$P_p = \frac{600}{n} \text{ Watts}$$

$$\text{Fixons arbitrairement} \quad T_A = 30^\circ\text{C}$$

$$\theta_{CR} = 0,3^\circ\text{C/W max}$$

Cette dernière valeur est obtenue facilement dans la pratique, moyennant un serrage énergique du transistor sur le radiateur dont l'état de surface doit être bon.

Avec ces valeurs, les équations (1), (2) et (3) forment un système de trois équations à quatre inconnues T_J , T_C , θ_{RA} et n

$$\left\{ \begin{array}{l} T_J = 30 + \frac{200}{n} (0,5 + 0,3 + \theta_{RA}) \\ T_C - 30 = (T_J - 30) \frac{0,3 + \theta_{RA}}{0,5 + 0,3 + \theta_{RA}} \\ 100 - T_C > 0,5 \frac{600}{n} \end{array} \right.$$

.../

La résolution de ce système conduit à l'inéquation

$\theta_{RA} < 0,35 \cdot n - 1,8$. En choisissant $n = 10$, la condition est : $\theta_{RA} < 1,7^\circ\text{C/W}$, ce qui correspond à

$$T_J < 80^\circ\text{C}$$

$$T_C < 70^\circ\text{C}$$

Cette résistance thermique est obtenue facilement avec un radiateur à ailettes ventilées : cet ensemble est constitué de quatre radiateurs COSEM portant les dix transistors, et d'un ventilateur SAPMI.

4) Equilibrage de la marche en parallèle des transistors

La tension émetteur-collecteur V_b de tous les transistors étant la même, la répartition des puissances dissipées s'obtient par équilibrage du courant traversant chaque élément. Ceci est réalisé en plaçant dans chaque émetteur une résistance R_e de faible valeur (fig. 25) dite résistance d'équilibrage. Soit I le courant total, i le courant qui circule dans un transistor : la contre-réaction R_{ei} sur la tension émetteur-base V_{BE} d'un transistor fixe la répartition de I entre les circuits en parallèle.

Dans la mesure où R_e a une valeur suffisante, et où les résistances d'équilibrages sont sensiblement égales, I se répartit également entre les 10 transistors.

R_e a été choisi de telle façon que R_{ei} soit de l'ordre de grandeur de V_{BE} pour le courant maximal $\frac{I_{\max}}{n}$ soit :

$i_{\max} = 2$ Ampères. Dans ces

conditions, V_{BE} étant de l'ordre de 0,65 volts, les résistances d'équilibrage sont fixées à : $R_e \neq 0,33 \Omega$.

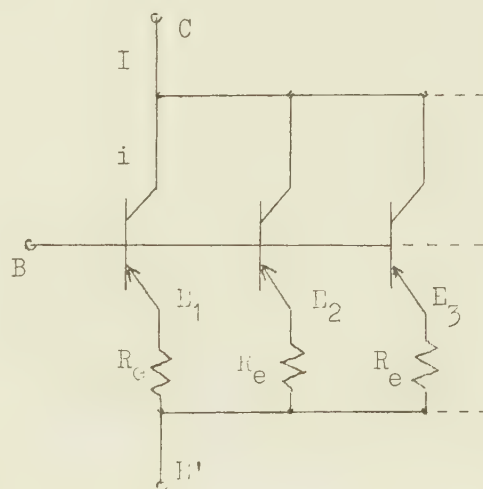


Fig. 25

.../

B - Amplificateur de courant (fig. 26)

Les caractéristiques du 2 N 174 indiquent que chaque transistor du ballast, soumis à une tension émetteur-collecteur de 10 Volts, consomme un courant base de 30 à 40 milliampères, lorsqu'il est traversé par le courant maximal de 2 ampères.

L'ensemble des bases des dix transistors absorbe donc un courant total de 400 milliampères environ ; ce courant est nettement trop important pour être directement fourni par un amplificateur de tension ; les bases des transistors sont donc alimentées par l'intermédiaire d'un amplificateur de courant.

1) Schéma de l'amplificateur

Il s'agit d'un montage Darlington constitué de deux transistors T_1 et T_2 dont les collecteurs sont reliés.

L'émetteur de T_1 débite dans la base de T_2 dont l'émetteur alimente à son tour les bases du ballast. Les collecteurs du ballast sont reliés à ceux de T_1 et T_2 . Soient I_{e1} et I_{b1} les courants

émetteur et base de T_1

I_{e2} et I_{b2} les courants
émetteur et base de T_2

I_e et I_b les courants
émetteur et base de
l'ensemble des
transistors ballast.

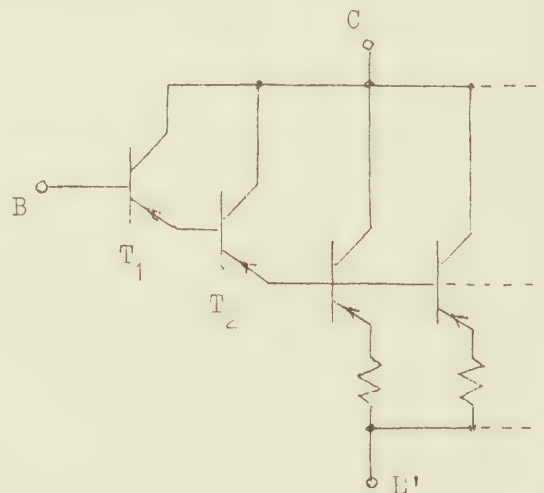


Fig. 26

Soient respectivement β_1 , β_2 et β les gains en courant de T_1 , T_2 et d'un transistor ballast.

On a les relations :

$$I_{e1} \neq \beta_1 I_{b1}$$

$$I_{e2} \neq \beta_2 I_{b2}$$

$$I_e \neq \beta I_b$$

$$I_{e1} = I_{b2}$$

$$I_{e2} = I_b$$

.../

donc :

$$I_e \neq (\beta_1 \beta_2 \beta) I_{b2} \quad \text{ou encore} \quad \frac{I_{b2}}{I_e} \neq \frac{I}{\beta_1 \beta_2 \beta}$$

Le rapport I_{b2} / I_e peut donc être ramené à une valeur faible de sorte que I_{b2} puisse être fourni par un amplificateur de tension.

Il est à remarquer que l'ensemble du montage peut être considéré comme un transistor unique de gain $\beta \beta_1 \beta_2$, dont le collecteur, l'émetteur et la base sont respectivement représentés par les bornes C, E' et B de la figure 26.

Soient V_{ce1} , V_{ce2} et V_{ce} respectivement les tensions émetteur collecteur de T_1 , T_2 et d'un transistor ballast et $V_{e1 b1}$, $V_{e2 b2}$, V_{eb} leurs tensions émetteur-base.

$$V_{ce2} = V_{ce} - V_{eb}$$

$$V_{ce1} = V_{ce2} - V_{eb2} = V_{ce} - V_{eb} - V_{eb2}$$

Les tensions émetteur-base étant toujours faibles devant la tension V_{ce} adoptée ici (10 volts), les transistors T_1 , T_2 et ballast sont pratiquement soumis à la même tension.

2) Choix du transistor T_2

Le courant traversant T_2 est, au maximum, de 400 mA. La valeur 0,5 A sera prise pour limite supérieure.

La tension supportée en permanence est d'environ 10 volts : la puissance dissipée en régime permanent est au maximum égale à : $0,5 \times 10 = 5$ Watts. La puissance de pointe, correspondant à la valeur maximale de la tension (cf chapitre II § II A2) est de : $0,5 \times 30 = 15$ Watts.

.../

46.-

La tension maximale admissible entre collecteur et base doit être logiquement du même ordre de grandeur que celle d'un 2N 174 du ballast.

Le transistor adopté est un ASZ 18 (Radiotechnique); il présente les caractéristiques suivantes :

Courant maximal de collecteur	8 Ampères
Tension maximale collecteur-base	80 volts
Puissance dissipable sur radiateur infini ($\theta_{RA} = 0$)	43 Watts
Gain en courant (pour un courant collecteur de 1 Ampère)	70

Ce transistor est monté sur les mêmes radiateurs que les transistors ballast.

3) Choix du transistor T₁

Le courant base de T₂, évalué en fonction de son gain, est au maximum de 0,5/70 soit 7 mA environ. Ce courant doit être fourni par T₁ qui dissipe donc une puissance maximale permanente de 70 milliwatts.

Le choix s'est porté sur l'OC 77 :

Courant collecteur maximal	125 mA
Tension maximale collecteur-base	60 Volts
Gain en courant (pour un courant collecteur de 10 mA)	45
Résistance thermique avec ailette	0,3° c/mW
Température maximale de jonction	90°c
(durée de fonctionnement < 200 h)	

.../

4) Protection des transistors contre les surtensions

Le temps de réponse de la prérégulation est grand du fait de deux constantes de temps :

- celle, LC, du filtre de puissance
- celle, RC, de la cellule de ré-injection de la tension ballast V_b , dans l'étage comparateur.

La tension continue V_C en amont du ballast est donc susceptible de prendre accidentellement une valeur transitoire très différente de la valeur V_S de sortie requise. Supposons que V_C devienne bien supérieur à V_S , la tension ballast $V_b = V_C - V_S$ devient elle-même très grande. Pour un fonctionnement à faible débit (V_S faible) V_b peut prendre une valeur transitoire égale à V_C max, soit 330 volts environ.

Seuls des transistors de puissance au silicium pourraient supporter une telle surtension mais leur prix actuel les font écarter. Les transistors au germanium employés admettent une tension de l'ordre de 60 Volts seulement ; il est donc nécessaire de prévoir un dispositif limitant V_b à cette valeur.

Ceci est obtenu en limitant à 30 Volts la tension collecteur base du transistor T_2 , grâce à trois diodes Zener OAZ 213 ($V_Z = 10$ volts) montées en série.

La protection des transistors est donc assurée moyennant l'abandon provisoire du contrôle du courant, tant que $V_b > 30$ Volts.

Remarque - La valeur de 30 Volts résulte d'un compromis entre la qualité de la régulation (les perturbations sont d'autant plus exceptionnelles que la limite de tension est plus élevée) et l'importance du ballast (la puissance de pointe est proportionnelle à la limite de la tension).

.../

5) Réduction du courant de fuite

Le montage amplificateur décrit ne permet pas de régler le courant du circuit de puissance à une valeur très faible. En effet, les courants de fuite collecteur-base des transistors T_1 , T_2 et ballast, amplifiés par le montage Darlington, fixent une valeur minimale de l'intensité qui peut être de l'ordre de un Ampère.

Ce seuil a été ramené à une valeur voisine de zéro grâce à deux résistances R_1 et R_2 joignant les émetteurs de T_1 et T_2 à une source de tension positive (fig. 27). La résistance R_1 est telle que le courant qui la parcourt soit au moins égal au courant de fuite sur l'émetteur de T_1 : le courant base de T_2 peut ainsi être rendu égal à zéro. R_2 est choisie de façon analogue.

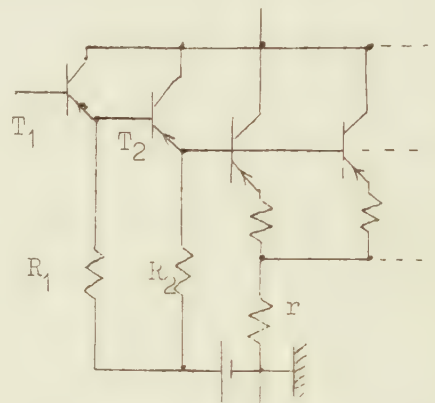


Fig. 27

C - Comparateur et Amplificateur de tension (voir fig. d'ensemble n° 29)

Cet ensemble, destiné à commander l'amplificateur de courant, comprend les éléments suivants :

- une résistance série r stable, dont la tension aux bornes donne une image du courant débité
- un comparateur amplificateur qui compare cette tension à une tension de référence réglable et agit sur l'entrée de l'amplificateur de courant dans le sens qui réduit l'écart existant.

1) Résistance série

Cette résistance, parcourue par le courant du circuit de puissance, doit avoir une valeur stable puisque ses variations éventuelles se répercutent intégralement sur le niveau du courant débité. Elle est donc constituée d'un alliage présentant un faible coefficient de température, dont les caractéristiques sont les suivantes :

Résistivité $50 \mu\Omega \text{ cm/cm}^2$

Coefficient de température : 1.10^{-5}

La section choisie est telle que pour l'intensité maximale (20 Ampères), l'échauffement reste très inférieur à 10°C , soit une variation de résistance de moins de 10^{-4} . Ceci est réalisé avec trois fils de $30/10 \text{ mm}$ de diamètre bobinés en parallèle sur une plaquette isolante ; le refroidissement est naturel.

Le choix de la valeur de la résistance résulte d'un compromis entre les impératifs de précision de la régulation, et de puissance de la résistance.

- Le fonctionnement de l'étage comparateur décrit ci-après est d'autant meilleur que les tensions comparées sont plus grandes (donc que r est plus grand).

- Une trop grande chute de tension dans r entraîne une forte dissipation de puissance. Les dimensions de la résistance, qui ne doit pas s'échauffer, deviennent alors imposantes.

La valeur adoptée produit une chute de tension de 1,5 volts à pleine charge, soit :

$$r = \frac{1,5}{20} = 0,075 \Omega$$

Remarque - Disposition de la résistance.

Les commutations très rapides du courant dans les branches du pont redresseur (en particulier celles dues à

.../

l'amorçage des redresseurs contrôlés) provoquent l'apparition de champs alternatifs intenses.

D'autre part, l'inductance du filtrage est soumise à une tension ondulée : le flux qui circule dans son circuit magnétique comporte une composante alternative ; il en est de même du flux de fuite.

Pour ces raisons, étant donné la proximité inévitable de tous les éléments du montage, une force électromotrice de plusieurs millivolts, voire dizaines de millivolts, peut être induite dans la résistance r .

Cette fem parasite, appliquée à l'étage comparateur de l'amplificateur de tension, donne naissance à une forte ondulation du courant débité.

Deux dispositions complémentaires ont été adoptées afin d'éliminer de telles perturbations :

- le fil résistant est enroulé en bobinage anti-inductif
- l'ensemble de la résistance est placé dans un caisson magnétique.

D'autre part, afin d'éviter tout couplage électrostatique, le caisson, mis à la masse, tient lieu d'écran.

2) Tension de référence (cf. fig. 28)

La tension aux bornes de la résistance r variant avec le courant débité, de 0 à 1,5 volts, la tension de référence doit être réglable dans ce même intervalle : elle est prise à la sortie d'un potentiomètre 10 tours de $50\ \Omega$. Ce dernier est alimenté sous tension constante obtenue grâce à une diode Zener.

Les diodes de référence qui possèdent la meilleure stabilité en fonction de la température sont celles dont la tension de Zener est de l'ordre de 6 Volts : le potentiomètre de $50\ \Omega$ doit donc être placé dans un diviseur potentiométrique stable de sorte que la tension qui lui est appliquée soit de 1,5 volts.

La diode Zener choisie est une IN 823 (Transitron) dont les caractéristiques nominales sont les suivantes :

V_Z (pour un courant de 7,5 mA)	6,3 volts
Coefficient de température	5.10^{-5} par degré

Le pont diviseur aura ainsi une résistance

$$R = 50 \times \frac{6,3}{1,5} = 210\ \Omega. \text{ La puissance qu'il dissipe est :}$$

$\frac{U^2}{R} = 190\ \text{mW}$: cette valeur est trop grande pour que le pont diviseur puisse être connecté directement en parallèle sur la diode Zener Z ; le pont est donc alimenté par un amplificateur dont le schéma est donné fig. 28.

La résistance R_1 assure la polarisation de la diode Zener. La tension de Zener est appliquée sur la base d'un transistor NPN, T, chargé par la résistance d'émetteur R_3 . La tension d'émetteur de T est appliquée à la base d'un transistor PNP, T', dont l'émetteur est chargé par le pont diviseur R.

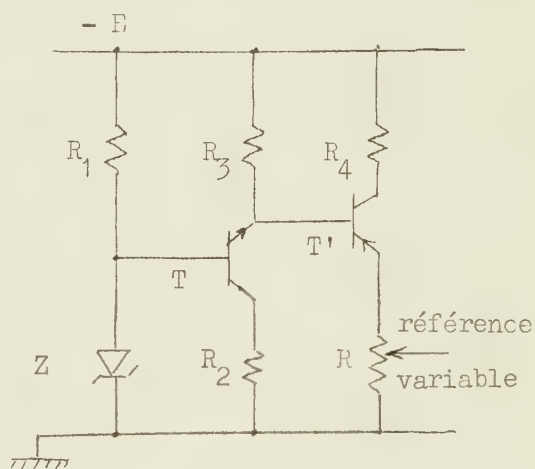


Fig. 28

T et T' sont deux transistors complémentaires, présentant des caractéristiques identiques ; les résistances sont choisies de sorte qu'ils travaillent dans des conditions

.../

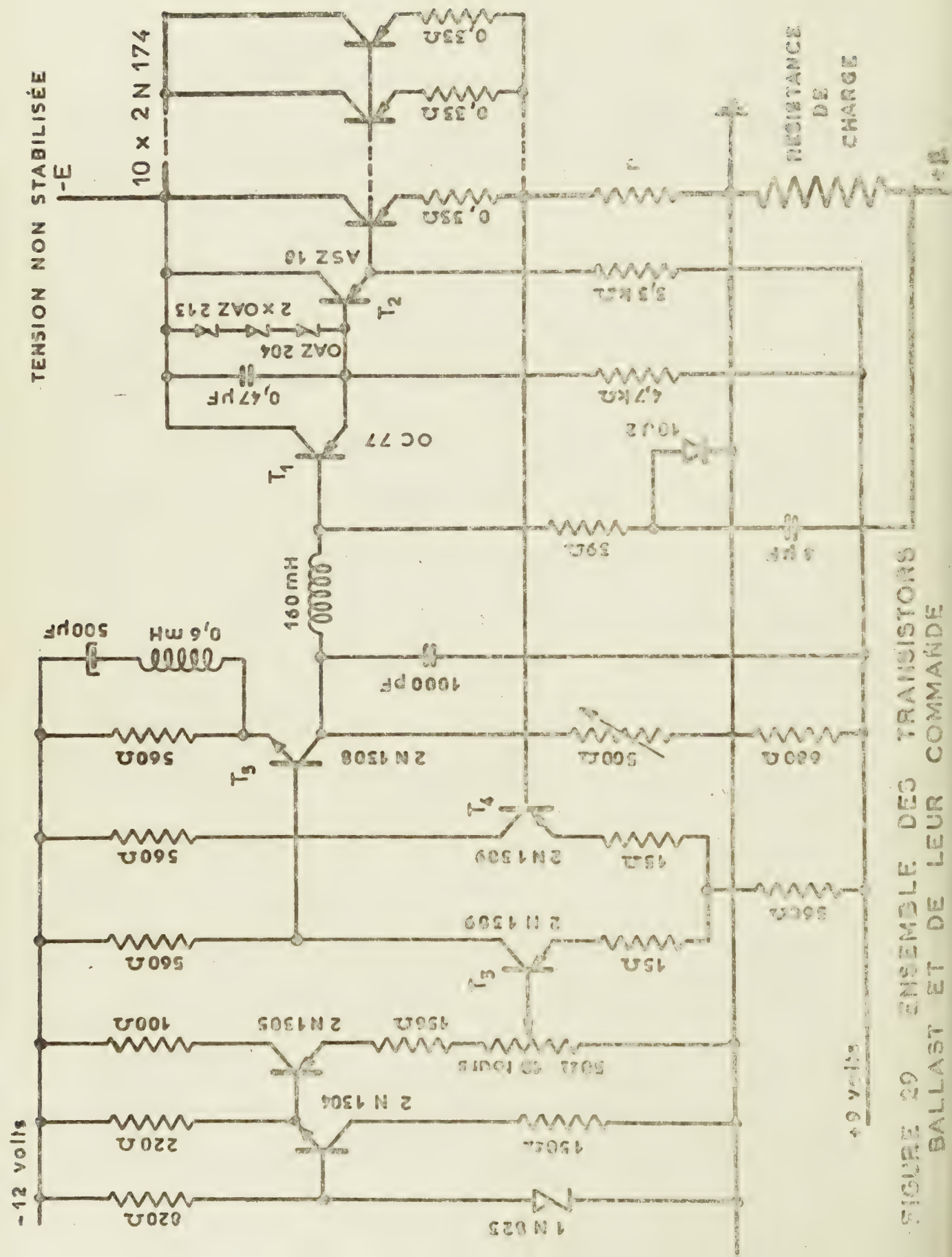


FIGURE 29 ENSEMBLE DES TRANSISTORS
BALLAST ET DE LEUR COMMANDE

similaires ; le potentiel d'émetteur de T' est donc voisin de la tension base de T , c'est-à-dire de la tension de Zener. Cette disposition présente l'avantage de compenser les variations en température de la tension émetteur-base des transistors. Les résistances de collecteur R_2 et R_4 ont pour rôle de diminuer la puissance dissipée par T et T' .

3) Comparateur (voir fig. 30)

Il se compose de deux transistors T_3 et T_4 montés en amplificateur différentiel. La résistance d'émetteur est commune et ramenée à une source + 9 Volts. Les deux collecteurs sont chargés par des résistances égales ramenées à une source - 12 Volts.

Les deux bases sont soumises respectivement au potentiel de référence et au potentiel de la borne négative de la résistance r (l'autre borne de r étant à la masse).

Une résistance de faible valeur, dans chaque émetteur, stabilise l'étage en température.

La tension existant sur la résistance commune d'émetteur est voisine de la tension base de T_3 ou T_4 : elle varie donc de 9 à 10,5 Volts suivant la tension de référence. Ainsi, le courant dans la résistance commune reste sensiblement constant. Le déséquilibre entre les tensions des deux bases influe sur la répartition de ce courant entre les deux transistors. La sortie s'effectue sur l'un des collecteurs.

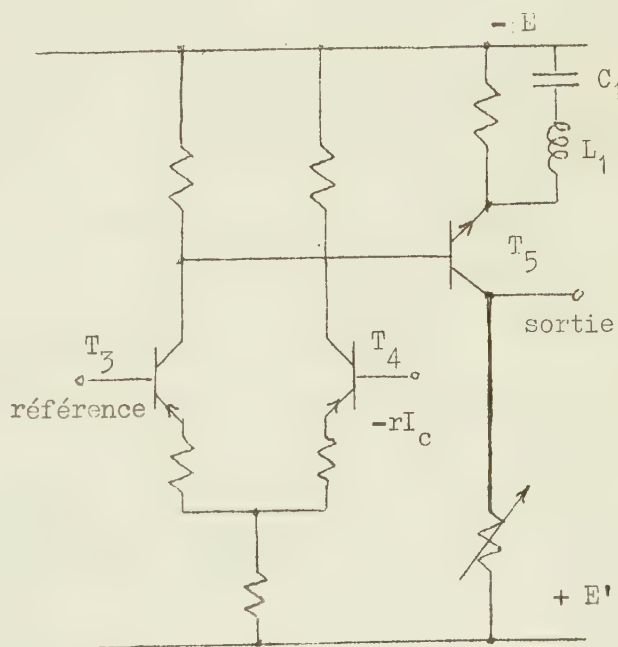


Fig. 30

L'examen de la figure 27 montre que le potentiel de l'entrée de l'amplificateur de courant (c'est-à-dire la base de T) est voisin de celui de l'émetteur des transistors ballast : il doit donc être sensiblement égal à la tension de la base de T₄. La sortie s'effectuant sur le collecteur de T₃, il est nécessaire de compenser la tension émetteur-collecteur de ce transistor. Ceci est obtenu grâce à un étage à transistor NPN, T₅, monté selon le schéma donné fig. 30 : cet étage est calculé de sorte que T₅ fonctionne dans des conditions de tension et de courant analogues à celles de T₃ et T₄.

La résistance d'émetteur de T₅ fixe à l'équilibre du comparateur le courant qui traverse le transistor. La résistance variable de collecteur permet de régler, dans les mêmes conditions, le niveau de sortie.

Le gain en continu de cet étage est réduit au rapport des résistances de collecteur et d'émetteur, ce qui conduit à une valeur faible. Afin de réduire le bruit de sortie résultant de l'ondulation fournie par le redresseur, le gain en alternatif a été augmenté, dans la bande de fréquence comprise entre quelques Hz et 300 Hz, par un découplage self capacité L₁ C₁ de la résistance d'émetteur de T₅. (La limitation du gain vers les fréquences élevées permet d'éliminer les tendances à l'auto oscillation de la boucle de régulation).

Il a été fait mention (§ C 2) des champs intenses apparaissant lors de la commutation des redresseurs. Ces champs ont pour effet parasite de donner naissance à des pointes brèves de courant à travers le régulateur ballast ; cet effet a été supprimé par les deux dispositions suivantes :

.../

- un circuit $C_2 L_2$ placé entre la sortie de l'amplificateur de tension et l'entrée de l'amplificateur de courant court-circuite à la masse les fréquences supérieures à 10 kHz.
- un condensateur de $0,1 \mu F$ a été connecté en parallèle sur le premier transistor T_1 de l'amplificateur de courant : il court-circuite les impulsions brèves qui pourraient apparaître sur la base de T_2 .

4) Réduction du bruit sur charge inductive

Une charge à caractère inductif de résistance R et inductance L (telle qu'un électro-aimant) présente vis-à-vis de l'ondulation résiduelle une impédance

$Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$. Le plus souvent, $L\omega \gg R$ pour les fréquences de 150 Hz et 300 Hz : l'impédance de charge devient alors très grande et le gain en courant du montage Darlington est notablement réduit pour ces fréquences.

Une ondulation ΔI du courant donnant lieu à une forte ondulation de tension $Z \Delta I$, on peut réduire celle-là par une contre réaction de tension. Ceci est obtenu par une liaison capacitive ($4 \mu F$) entre l'entrée de l'amplificateur de courant et la borne positive de l'utilisation (voir fig. 29).

Une diode 10 J 2 connectée à la masse élimine les pointes de tensions positives (300 volts) qui pourraient être appliquées à l'entrée de l'amplificateur de courant lors de la mise sous tension de la charge.

I. PROTECTIONS. COMMANDE et CONTROLES

A - Protections contre les surintensités

La protection du secondaire du transformateur triphasé et du pont redresseur contre les courts-circuits résultant d'un défaut interne a déjà été signalée (§ I - E).

.../

Le circuit continu est protégé contre les courts-circuits et surcharges par deux fusibles ultra-rapides. Le temps de fusion est inférieur à une milliseconde pour 4 In (In : courant nominal); il est de l'ordre de 1 seconde pour 2 In.

Enfin, le primaire du transformateur est protégé par des fusibles standards et un relais thermique.

B - Détection de l'ordre des phases

Le générateur d'impulsions triphasées qui commande le redressement correspond à un ordre bien déterminé de la permutation des trois phases du secteur d'alimentation. Le raccordement du réseau se faisant le plus souvent sans connaissance de cet ordre, il est indispensable de prévoir un dispositif interdisant la mise en route de l'installation si la permutation des phases s'effectue dans un sens incorrect. Ceci a été réalisé à l'aide d'un relais d'ordre de phases RM 3 (CdC). Ce relais protège de plus l'ensemble contre l'éventuelle coupure d'une phase.

C - Schéma de commande

Il se présente sous l'aspect de la figure 31 sur laquelle, le circuit de puissance a en outre été représenté. On remarquera en particulier que les contacteurs des circuits de puissance ne peuvent se fermer que si l'ensemble électronique est alimenté en haute tension soit 30 secondes au moins après la mise en route. On notera également que la fusion d'un fusible de protection interne entraîne l'ouverture des contacteurs.

D - Appareillage de contrôle

Il comporte :

- un ampèremètre continu deux calibres 5 A et 20 A indiquant le niveau de sortie

.../

- un voltmètre deux calibres, 150 Volts et 350 Volts qui donne la tension de sortie
- des voyants signalant la présence de la basse tension et de la haute tension d'alimentation, la fermeture des contacteurs alternatif et continu, et la compatibilité de l'ordre de succession des phases du réseau.

E - Utilisation en programmation

La programmation s'effectue par action sur la tension de référence appliquée au comparateur.

Afin de rendre possible une programmation selon une loi quelconque, nous avons prévu de substituer au potentiomètre 10 tours de réglage un programmeur extérieur du type suiveur de trait. Un connecteur et un interrupteur de commutation permettent le branchement extérieur de cet ensemble dont le potentiomètre doit avoir une valeur voisine de 50Ω .

-:-

L'alimentation réalisée se présente sous forme d'un rack de 1,35 mètre x 0,60 x 0,52 monté sur roulettes. Les photos hors texte donnent une vue d'ensemble ainsi qu'un aspect des circuits de puissance.

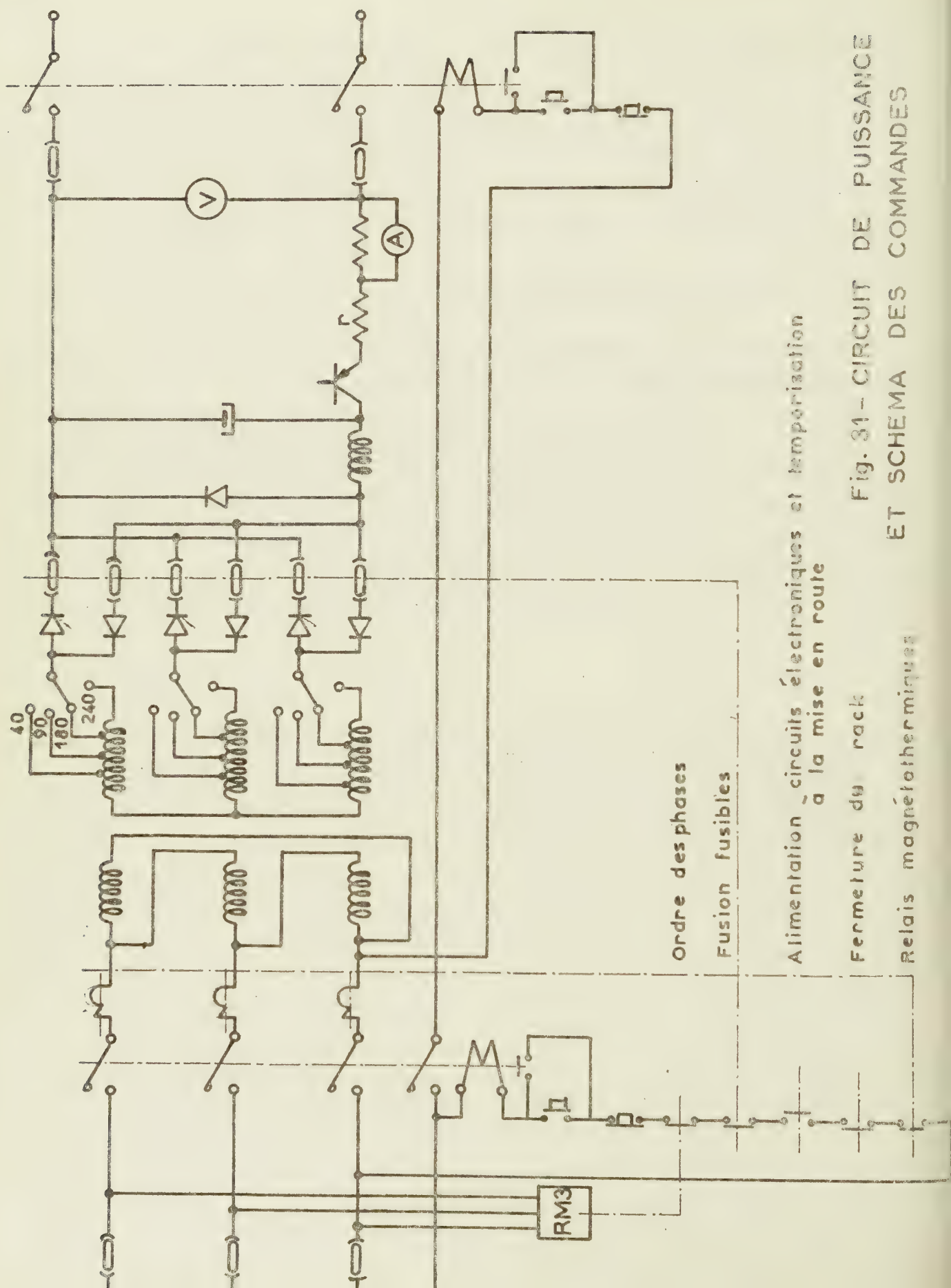
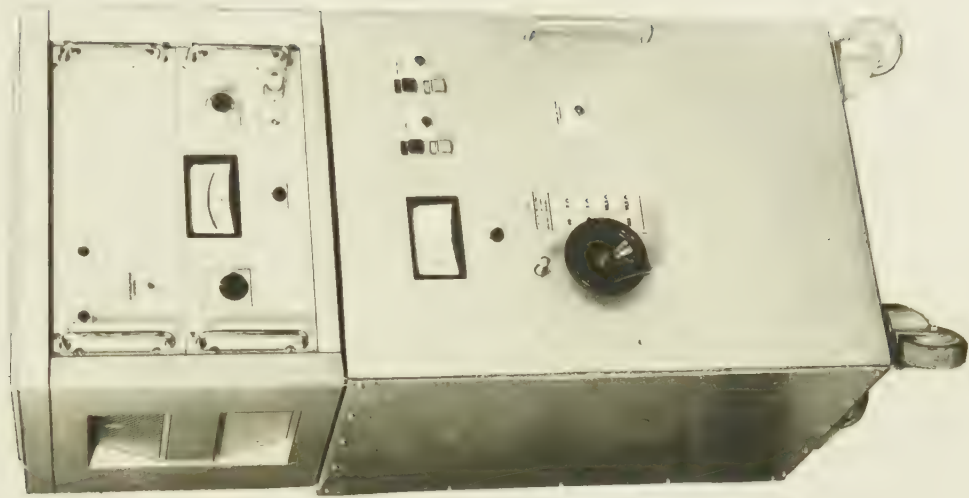


Fig. 31 - CIRCUIT DE PUISSANCE
ET SCHEMA DES COMMANDES

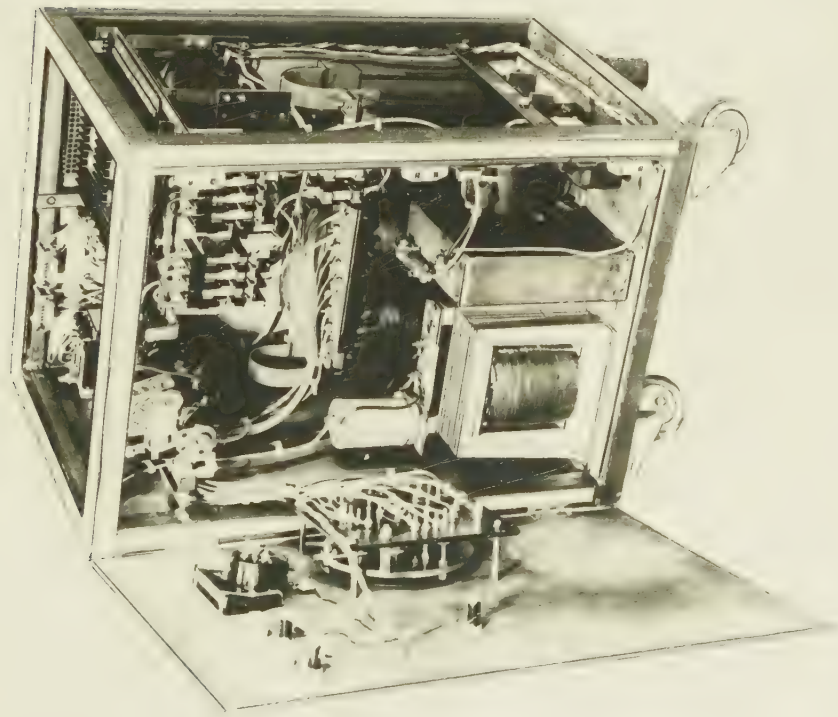
Alimentation circuits électroniques et temporisation
à la mise en route

Fermeture du rack

Relais magnétothermiques



ensemble de l'alimentation



circuits de puissance

CHAPITRE III

E S S A I S

I. ONDULATION RESIDUELLE du COURANT

A - Charge résistive

L'ondulation résiduelle est fonction du courant débité et de l'angle d'amorçage des redresseurs contrôlés, donc de la résistance de charge et de la gamme de tension de sortie utilisée. Sa valeur crête à crête présente un minimum de 3 mA pour les faibles débits.

Pour un courant compris entre 2 et 20 Ampères, le taux d'ondulation $\frac{\Delta I}{I}$ varie entre 1 ‰ et 4 ‰.

B - Fonctionnement sur électro-aimant

Compte tenu de l'inductance propre de l'électro-aimant, et grâce à la contre-réaction par liaison capacitive, (cf chapitre II § II - C - 4) l'ondulation de courant est notablement réduite. Un essai effectué sur électro-aimant SIME (type U 90 E 8) a montré que le taux d'ondulation restait inférieur à $3 \cdot 10^{-5}$.

II. STABILITE

Plusieurs essais de stabilité ont été effectués pour diverses charges.

Pour une durée de 15 heures, la dérive du courant reste inférieure à 3 ‰, après un quart d'heure environ de préchauffage.

.../

Les fluctuations aléatoires du niveau de sortie ont une amplitude crête à crête inférieure à 1,5 ‰. Pour une durée d'une heure, compte tenu de la dérive et des fluctuations, l'intensité du courant reste égale à la valeur de consigne à moins de ± 1 ‰ près.

III. REPOSE aux VARIATIONS du SECTEUR

Les mesures ont été faites pour une variation de 10 % de la tension du secteur triphasé. Dans ces conditions, le taux de variation du niveau de sortie $\frac{\Delta I}{I}$ est inférieur à $5 \cdot 10^{-4}$.

IV. RENDEMENT

Les pertes de puissance peuvent être classées en trois groupes :

- Pertes dans le transformateur, par effet Joule ou dans le fer du circuit magnétique ; elles ne représentent qu'une faible fraction de la puissance transmise, le rendement d'un transformateur étant généralement élevé.

- Pertes de puissance constantes, dues aux consommations de l'alimentation des circuits électroniques, des bobines de contacteurs, et du relais d'ordre de phases, soit un total de 250 Watts environ.

- Pertes diverses variant avec le courant débité : elles correspondent aux puissances dissipées dans le pont redresseur (KI) dans l'inductance de filtrage ($k'I^2$), dans la résistance série de régulation (rI^2) et dans le ballast ($k''I$). Pour le courant maximal de 20 Ampères, la somme de ces pertes est inférieure à 300 Watts.

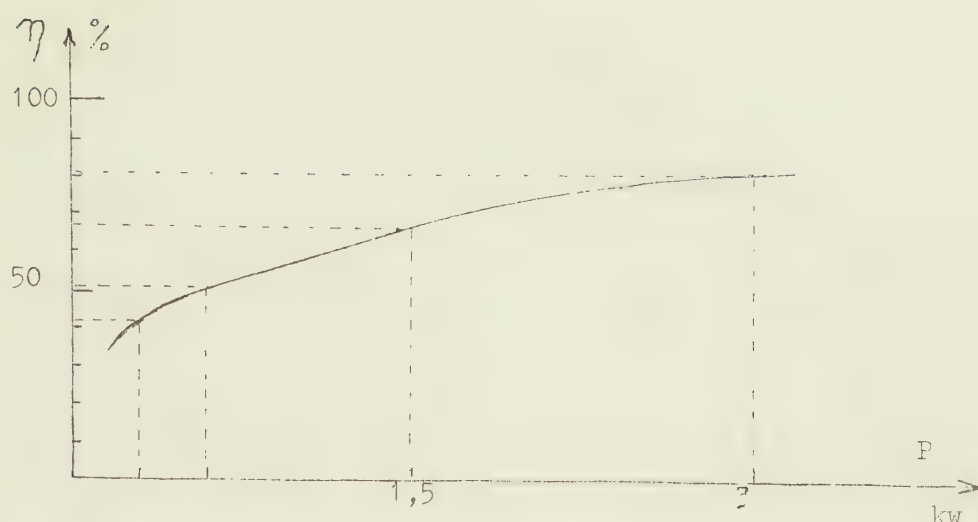


Fig. 32

Le rendement est donc fonction du courant débité et de la gamme de tension de sortie utilisée : dans tous les cas, il reste relativement élevé. Une courbe de rendement est donnée fig. 32, à titre d'exemple ; elle a été relevée pour une charge de 15Ω environ, la gamme de tension étant de 210 volts max.

Au dixième de la puissance nominale (6 kW), le rendement est déjà supérieur à 50%. Pour la puissance maximale (soit 3 kW sur cette charge), il dépasse 80 %.

C O N C L U S I O N

L'alimentation réalisée se prête à des applications très diverses par suite de son bon rendement à toutes charges. Le caractère non dissipatif, et asservi, de la prérégulation permet d'effectuer, sans intervention manuelle, une programmation quelconque sur la plage 0-20 Ampères. L'encombrement réduit et la maniabilité de l'appareil facilitent sa mise en oeuvre.

La précision obtenue convient à de nombreuses utilisations de laboratoire, parmi lesquelles on citera :

- Dans le domaine de la magnétochimie, l'alimentation d'électroaimants pour l'analyse thermo-magnétique.

- Dans les domaines de l'analyse thermique différentielle, microcalorimétrie, thermogravimétrie, l'alimentation des enceintes chauffantes programmées.

On sait que les chercheurs se heurtent, lors de tels essais, à des difficultés expérimentales dues aux inductions parasites produites dans les circuits de mesure par le champ que crée le courant alternatif de chauffage : l'alimentation du four par un courant continu permet d'éliminer ces phénomènes.

La régulation en température, pour une telle application, peut être obtenue aisément en soumettant l'entrée de l'étage comparateur, non plus à la tension $-r I_0$ (cf Chapitre II § II - C 3), mais à la tension de thermo-couple, préalablement amplifiée.

Notons cependant que l'utilisation de cette alimentation pour des mesures de résonance nucléaire n'a pas été envisagée, la stabilité de 10^{-3} étant encore insuffisante. Cette stabilité pourrait être améliorée par augmentation du gain de l'amplificateur de tension.

B I B L I O G R A P H I E

- J. FALLOU Leçons d'électrotechnique
 (Gauthier - Villars)
- E. PILLET Transformateurs
 (Cours d'électrotechnique - Grenoble)
- E. PILLET Mutateurs
 (Cours d'électrotechnique - Grenoble)
- General Electric Compagny SCR Manual
- J.P. OEHMISCHEN Circuits électroniques
 (Editions Radio)
- J.P. OEHMISCHEN Emploi rationnel des transistors
 (Editions Radio)
- R. ARONSSOHN et A.V.J. MARTIN
 Pratique et théorie des semi-conducteurs
 (Editions Pepta)
- P. NASLIN Technologie et calcul pratique des systèmes
 asservis
 (Dunod)
- M. RICHARD, R. ISAAC, L. EYRAUD, J. ELSTON
 Dispositif de programmation continue des
 températures
 (Mesures - Mars 1963)
- M. RICHARD Bilan énergétique des transitions ferro-
 paraélectriques
 (Thèse - Lyon 1963)

M. RICHARD et M. BRUN Dispositif suiveur de trait
(Mesures - Septembre 1964)

PASQUIER Conférence sur les alimentations
stabilisées à semi-conducteurs
(INSA - Septembre 1962)

V.H. ATTREE, R.J. TOPLISS A variable voltage
stabilized supply
(Electronic engeneering - Mars 1962)

H. KOBLER A 1,5 kW regulated DC supply using silicon
controlled rectifiers
(Proceeding of I.R.E. Australia - Mars 1962)

H.T. SEELEY Protection of control circuit restifiers
against surges from DC coil interruption
(A.I.E.E. - Décembre 1961)

TABLE des MATIERES

.....

<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>CHAPITRE I ETUDE THEORIQUE</u>	3
I. <u>Schéma-bloc de principe</u>	3
II. <u>Etude du redressement triphasé</u>	6
A - Choix du montage	6
1 - Redressement polyanodique	7
2 - Redressement en pont	8
3 - Comparaison	9
B - Pont triphasé à redresseurs contrôlés ...	10
1 - Etude théorique du fonctionnement ...	10
2 - Valeur moyenne de la tension redressée	14
3 - Ondulation résiduelle	15
III. <u>Filtrage</u>	17
A - Nécessité d'un filtrage	17
B - Détermination du filtre	18
IV. <u>Ballast</u>	20
A - Nécessité d'un ballast	20
B - Asservissement du ballast	20
V. <u>Asservissement des redresseurs contrôlés</u>	21
VI. <u>Schéma-bloc définitif</u>	21
<u>CHAPITRE II REALISATION</u>	23
I. <u>Prérégulation</u>	23
A - Pont redresseur. Choix des redresseurs ..	23
1 - Courant maximal dans un redresseur ..	23
2 - Tension inverse maximale	24
B - Transformateur d'alimentation	24
1 - Tensions secondaires	24
2 - Couplage	25
C - Commande des redresseurs contrôlés	26
1 - Générateur d'impulsions triphasées...	26
a) Production des impulsions	
déphasables	27
b) Base de temps	28

c) Phase de la synchronisation	29
d) Déphaseurs d'impulsions	30
e) Etage additeur	31
2 - Etage comparateur - amplificateur	32
3 - Bloc diagramme d'ensemble	34
D - Filtrage	34
1 - Ondulation 50 Hz	35
2 - Ondulation 150 Hz	35
3 - Diode de protection	35
E - Fusibles de protection interne	38
II. <u>Régulation ballast</u>	39
A - Transistors de puissance	39
1 - Puissance dissipée dans le ballast en régime permanent	39
2 - Puissance de pointe	40
3 - Choix des transistors	40
4 - Equilibrage de la marche en parallèle des transistors	43
B - Amplificateur de courant	44
1 - Schéma de l'amplificateur	44
2 - Choix du transistor T ₂	45
3 - Choix du transistor T ₁	46
4 - Protection des transistors contre les surtensions	47
5 - Réduction du courant de fuite	48
C - Comparateur et amplificateur de tension	48
1 - Résistance série	49
2 - Tension de référence	50
3 - Comparateur	53
4 - Réduction du bruit sur charge inductive	55
III. <u>Protections. Commandes et contrôles</u>	55
A - Protection contre les surintensités	55
B - Détection de l'ordre des phases	56
C - Schéma de commande	56
D - Appareillage de contrôle	56
E - Utilisation en programmation	57
CHAPITRE III <u>ESSAIS</u>	59
I. <u>Ondulation résiduelle</u>	59
A - Charge résistive	59
B - Fonctionnement sur électroaimant	59
II. <u>Stabilité</u>	59
III. <u>Réponse aux variations du secteur</u>	60
IV. <u>Rendement</u>	60
CONCLUSION	63
BIBLIOGRAPHIE	65

DEUXIEME THESE
.....

Propositions données par la Faculté :

Les piles à combustible à hydrocarbures.

VU :

Les Membres du Jury,

Ch. EYRAUD
L. EYRAUD
C. GUILLAUD
M. RICHARD

Vu et approuvé :

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

J. BRACONNIER

Vu et accordé le permis d'imprimer :

Lyon, le 25 Février 1965

Le Recteur,

Président du Conseil de l'Université

P. LOUIS

